

# BEST AVAILABLE COPY

(19) European Patent Office

(11) EP 0 706 307 A2

(12) EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43) Disclosure Date:  
April 10, 1996 Patent Gazette 1996/15

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>: H05B 41/29

(21) Application number: 95114759.4

(22) Application Date: Dec. 9. 1991

<p>(84) Designated Contract Countries: AT BE CH DE DK ES FR GB IT LI LU NL SE</p> <p>(30) Priority: December 7, 1990 DE 4039161</p> <p>(62) Application number of the earlier application according to type: 76 EPU: 91121150.6</p> <p>(71) Application: Tridonic Bauelemente GmbH A-6850 Dornbirn (AT)</p>	<p>(71) Inventor: Siegfried Luger A-6850 Dornbirn (AT)</p> <p>(74) Agent: Schmidt-Evers, Jürgen, Deg. Eng. et al. Patent Attorneys Mitscherlich &amp; Partners Sonnenstrasse 33 D-80331 Munich (DE)</p> <p><u>Comments:</u> This application was submitted on Sept.19, 1995 as partial application for the application mentioned under INID-Code 62.</p>
---	--

(54) Switching arrangement for control of the brightness and the operating performance of gas discharge lamps

(57) Output switching arrangement for an electronic fluorescent lamp ballast with at least one pair of series resonant circuits (L3, C18; L2, C17), which each connect the output of an AC voltage generator (30) to a pair of gas discharge lamps (LA1, LA2), at least one pair of ignition capacitors (C17, C18), of which one of each pair is connected in parallel to one of a pair of GE-lamps (LA1, LA2), and with at least one inductive balancing element (TR1), which can be magnetized in the opposite direction by the lamp currents (I<sub>L1</sub>, I<sub>L2</sub>) of a pair of GE-lamps (LA1, LA2).

[diagram]

Lastkreis = load circuit

Ansteuerung = drive control

## Description

The invention involves in general an electronic fluorescent lamp ballast (ELB) for gas discharge lamps. In particular, it involves output switching arrangements within the electronic fluorescent lamp ballasts.

Electronic fluorescent lamp ballasts of modern construction function for the purpose of the drive control of gas discharge lamps. In the process, the gas discharge lamps are operated on the one hand, more sparingly and on the other hand, the level of efficiency of these lamp types can be increased. An electronic fluorescent lamp ballast regularly has the following characteristics.

Via a network input filter, a supply voltage that can be a DC voltage or an AC voltage is supplied to a rectifier and a secondary circuit capacitor. Provided the device is operated exclusively with DC voltage, the rectifier can be omitted. On the secondary circuit capacitor, a high secondary circuit voltage  $U_0$  is formed, which for a customary mains voltage supply of 220 V, is on the order of magnitude of approx. 300 V. An AC voltage generator is connected to the secondary circuit and it is formed from a half-bridge or full-bridge current inverter. It outputs a frequency-variable output voltage to an output load circuit, which has a series resonant circuit, as long as a half-bridge circuit with an artificial voltage center tap is not planned. In series with the series resonant circuit is the discharge gap of the gas discharge lamp or fluorescent lamp to be controlled.

The output frequency of the current inverter is approximately 10 kHz – 50 kHz.

In the named frequencies, the level of efficiency of the connected fluorescent lamps is increased relative to an operation on the 50 Hz-supply network. An increased light efficiency is obtained for an equivalent electric power consumption. Furthermore, because of the high frequency, the current inverter-output side inductance of the series resonant circuit can be kept small. Finally, the variable frequency control allows a control of the brightness of the fluorescent lamp – which can only be controlled (dimmed) with difficulty on the standard network. In addition to this, it also occurs that via the frequency control, an ignition of the fluorescent lamp can be prepared and initiated via the frequency control. Included in the aforementioned ignition operation for conservation of the fluorescent lamps is a so-called warm start, in which the heating spirals of the fluorescent lamp are preheated before the lamp is impinged, as a result of the resonance phenomena, with a high ignition voltage that leads to the ignition and thus to the operation of the gas discharge lamp. The variation of the frequency which controls the ignition also allows, in the operation of the gas discharge lamp through frequency shifting, an almost infinitely variable brightness control within wide limits. Such an infinitely variable and continuous brightness control requires special measures as a result of the negative internal resistance of the fluorescent lamp that is in operation.

An essential principal point for the development of a modern ELB is thus, on the one hand, as varied a controlling possibility as possible, in particular, a brightness control. This is in regard to the operating performance and the brightness regulation of the respective fluorescent lamps connected to an ELB.

In addition to a varied control and regulation, another requirement of modern ELBs, a comfortable handling and operating of many light sources that are arranged

decentralized, is to be ensured. This is especially the case in regard to large projects for which spacious lighting systems are to be installed with a large number of light sources.

The purpose of the invention is to provide an improved output switching arrangement for an electronic fluorescent lamp ballast.

Taking into consideration the technical problems named above, an improved drive control of several gas discharge lamps connected to the fluorescent lamp ballast should be especially possible using the output switching arrangement.

The purpose is achieved by an output switching arrangement according to claim 1.

The output switching arrangement according to the invention for an electronic fluorescent lamp ballast contains at least one pair of series resonant circuits which each connect the output of the AC voltage generator of the electronic fluorescent lamp ballast to a pair of gas discharge lamps, as well as at least one pair of ignition capacitors, of which one of each pair is connected in parallel to one of each pair of GE-lamps, and at least one inductive balancing element, which can be magnetized in the opposite direction by the lamp currents of each pair of GE lamps. Thus, according to the invention, a variably bright illumination of the gas discharge lamps driven by an ELB can be prevented and for each gas discharge lamp, a relatively independent ignition phase and a synchronization in the dimming operation are ensured.

In order to be able to handle the control functions and the brightness control as precisely and comfortably as possible, a control and regulation device can be provided, which takes over all of the essential control, regulation, and monitoring functions for a decentralized ELB. A transmission and receiving device is allocated to it, which acts as an interface to the outside. Control commands and brightness commands can be supplied here, which are executed by the control and regulation device depending on the process parameters respectively valid at that time (measurement quantities) of the respective decentralized ELB.

Advantageously, in a respectively decentralized ELB, a pair of fluorescent lamps is operated on one AC voltage generator. This corresponds to a so-called double-flame ELB.

In addition to the comfortable brightness control, the control and regulation device allows a purposeful increase of the lifetime of the fluorescent lamps and a guarantee of safety interests. Using the aforementioned control and regulation device, the operational behavior and the respective operating condition of the fluorescent lamps supplied by an ELB can be controlled and monitored as precisely as possible. Thus, warm start, ignition, dimming and turn-off operation (IGNIT, DIMM, OUT, ON) are sequenced with high precision and in a lamp-protecting manner. Impermissible operating conditions are avoided, and prior to a respective ignition, a sufficient pre-heating of the heating spirals is obtained. In addition to a brightness-regulated dimming operation (DIMM), the entire ELB can also, if longer time is desired without brightness, be shut down (SLEEP). In this condition, the ELB receives only a minimum power. Avoidable losses are actually avoided.

In addition to the regular dimming operation (DIMM), in which the brightness of the fluorescent lamps can be varied as desired between a minimum value (MIN) and a maximum value (MAX), an emergency operation (EMERGENCY) is also possible, in which the lamp assumes an emergency lighting light level. This level can be specified in

a decentralized manner on the respective device. For certain danger conditions, it is activated automatically.

Advantageously, the transmission and receiving device is connected via a bi-directional bus line to a central control device. A control device of this type makes it possible to remotely control a multitude of ELBs arranged decentralized from a central position. In addition to the remote control, the control device provides an operating condition information. Errors occurring in the lighting system are detected and displayed based on error messages, which were sent to the central control device by the decentralized ELBs via the bi-directional bus line. Maintenance work is simplified and accelerated by this. Various monitoring functions are already provided decentralized, thus the excess voltage and undervoltage monitoring. By it, the lifetime of the fluorescent lamps is noticeably increased.

The brightness regulation of the decentralized ELBs controlled via the bus line is done via serial digital control words, which represent control commands or brightness data information. Especially advantageous is the organization into function groups, in which a multitude of ELBs, which for example, are arranged in a room, can be controlled simultaneously and with a single command.

The coupling of the transmission and receiving devices to the bus line is advantageously done by a differentiating element. It ensures a large damping of the 50 Hz-network frequencies and works with very small input currents. The damping of the network frequencies is done to the extent that a reverse poling protection is also ensured, and the supply of 220 V to the bus line remains without any consequential damage.

If the fluorescent lamps are driven into dimmed operation after an ignition operation, it can occur that short-term light pulses are produced. They are caused by the energy of the ignition operation saved in the output circuit, which then expresses itself undesirably as a light pulse in the dimmed operation. Here, by the extension of the – actually lifetime-shortening – glow phase between the ignition and stationary operation, action to improve the situation is created. An actual lifetime shortening is thus prevented, however, in that the glow range is extended only for low brightness values. The greater the brightness, the shorter the glow phase as a result and the more quickly the transition from the ignition operation to normal operation.

If according to the invention, the control and regulation device is supplied a number  $m$  of measurement quantities from the ELB, then from these a multitude of operating conditions, and, if necessary, danger conditions can be detected and prevented. Furthermore, a true power regulation is possible which operates depending on the lamp type (for example, argon lamps or krypton lamps). Advantageously, the lamp brightness control is obtained by a frequency modulation or by a combination of frequency modulation and changes in the pulse-width repetition rate.

Also included in the aspect of the monitoring is the control of the heating spiral currents of the fluorescent lamps. They allow a precise determination of whether certain lamps are defective or possibly were not installed at all.

The “constant shifts” occurring during a strong dimming operation are advantageously avoided when onto the high-frequency lamp AC current, a small equivalent component is superimposed.

When, per ELB, a pair of fluorescent lamps are used which are supplied by a common AC voltage generator, then the inductive balancer element according to the

invention causes a symmetrical operation of both fluorescent lamps. A voltage-controlled spiral heating makes possible the lamp-individual heating transferring mechanisms which are connected by their primary winding to the AC current voltage output circuit. Via a primary current measurement, the control and regulation device can at any time draw conclusions on the condition of the heating spiral and thus readily identify damaged fluorescent lamps or fluorescent lamps that will soon breakdown.

Additional advantageous aspects and embodiment forms of the output switching arrangement according to the invention are explained in greater detail in the dependent claims. The following embodiment examples of the invention are explained in greater detail based on the drawings. Shown are:

- Fig. 1 a block diagram of an ELB according to the invention,
- Fig. 2 a block diagram of a system concept according to the invention, in which several decentralized ELBs are connected to a central control device via a bus line 12,
- Fig. 3 a block diagram of an embodiment example of the control and regulation device according to the invention as an integrated circuit 17,
- Fig. 4 a basic circuit diagram of an input circuit 20 with two measured value measurements,
- Fig. 5 an embodiment example of the transformer-coupled spiral heating of a fluorescent lamp with three measurement sensing devices,
- Fig. 6 an embodiment example of an output circuit 40 according to the invention with balancing element TR1 for two fluorescent lamps,
- Fig. 7 a basic circuit diagram of the AC voltage generator with a driver switch that drives it 31,
- Fig. 8a-c each shows a block diagram of the transmission and receiving device 10 with differently designed coupling circuits to the bus line 12,
- Fig. 9 a brightness-time diagram to explain the turn-off operation and the emergency lighting operation,
- Fig. 10 a brightness-time diagram to explain the soft-start and/or soft-stop function for a system configuration according to Fig. 2.

Fig. 1 shows at first a block diagram of an embodiment example of an ELB according to the invention. The network voltage  $U_N$  is supplied – possibly via a switch S1 – to the input switching circuit 20 (rectifier circuit). This produces the secondary circuit voltage  $U_0, U_{dc}$ , which is supplied to the AC voltage generator 30 (current inverter). The AC voltage generator 30 outputs its high-frequency output voltage  $U_{HF}$  to an output load circuit 40, which contains one or more fluorescent lamps LA1, LA2. A multitude of system-measurement values (process quantities) can be taken from both the AC voltage generator 30 and the load circuit 40. Together, the measured values are supplied to a control and regulation device 17 which for its part generates the digital drive signals for the current inverter 30. These signals are supplied via a driver switch 31 in a potential-shifted manner to the output MOS-FETs of the current inverter. To the control and regulation device 17, in addition, a transmission and receiving device 10 is allocated which is connected via a bus line 12 to other ELBs and/or with a central control device 50.

The latter is shown by Fig. 2. There, a multitude of ELBs 60-1, 60-2, 60-3, ..., 60-I are connected to a common bus line 12. All ELBs are connected via this bus line to the central control device 50, to which a display unit 51 is allocated. Via the bus line 12, it is now possible to control individual or several named ELBs and transfer commands to them, such as turn-off, turn-on, ignition, or the like. Also, brightness values can be preset and error information can be queried from the individual devices in the opposite direction. Thus, the control device 50 is informed at any time about the total system status, such that a high measure of operating safety can be ensured and an accelerated maintenance of the decentralized ELBs and/or for their fluorescent lamps is possible.

The function blocks 20, 30, 40, 10, 17 shown in Fig. 1 are now explained in greater detail using the following drawings.

Fig. 3 shows for this purpose the control and regulation device 17 as an integrated circuit. To it, the multitude of measured values  $m$ , which correspond to the process signals of Fig. 1 are supplied. It outputs two digital drive signals for the high-power transistors of the current inverter 30, which are further amplified via the driver switch 31 and potential-shifted.

In addition to the  $m$  measured values,  $n$  target values are also supplied to the control and regulation device 17. These affect the preset control and regulation behavior. Furthermore, as a part of the control and regulation switching 17 or separately, a transmission and receiving device 10 is provided which is connected to the bus line 12 directly or using a coupling switching circuit. It forms the serial interface, which makes possible for the control and regulation device to transmit error and operating condition information to the central control device 50.

The previously mentioned  $n$  target values can also be supplied to this transmission and receiving device 10, which passes them on to the control and regulation switch 17 after corresponding preparation. Target values can, for example, be the emergency lighting level (EMERGENCY), the minimum brightness level (MIN), and the maximum brightness level (MAX), within the last two, the preset brightness level (DIMM) can move in operation.

As command and data words and as error information words, serial digital data words are used whose length is 8 bits. Other word lengths are possible. To each decentralized ELB, an address is assigned, which makes it possible to speak to individual ELBs via the address of the transmission and receiving device 10 and to query information from them and communicate commands to them. The bidirectional operating method of the bus line 12 makes possible a problem-free and low-cost wiring of a multitude of decentralized ELBs with a central control device (50).

Fig. 4 shows a basic circuit diagram of an input circuit as can be used to supply the AC voltage generator 30 with the voltage  $U_N$  from the supply network. The input circuit consists of capacitive input filters and, possibly, of a choking coil for higher harmonics. The capacitors in Y-switching circuit function for interference suppression. An excess voltage discharger or a VDR is connected in parallel to them. A full-wave rectifier is connected which then can be omitted if the device is operated with DC voltage. Connected after the rectifier is a secondary circuit capacitor  $C_4$ , which becomes charged, at 220 V network voltage, to approx. 300 V with a residual ripple of approx. 10%.

Because of a crest factor to be kept low, the secondary circuit voltage  $U_0$  should be smoothed well.

In parallel to the secondary circuit capacitor C4, there is a voltage divider R18,R28 on which a measurement signal can be measured that is proportional to the secondary circuit voltage. On a low-pass R21, C25, a signal proportional to the supply voltage is received and likewise, supplied to the control and regulation device 17 like the secondary circuit voltage-dependent measurement signal. Both measurement signals function for the supply voltage monitoring and thus the operating safety of the ELB.

Fig. 5 shows an embodiment example of a load circuit 40 according to the invention with a heat transformer L5 for the preheating of the spirals of the fluorescent lamp LA1. In Fig. 5, only one of a pair of lamp circuits is shown. The embodiment example of the invention shows a pair of these branches, i.e. two fluorescent lamps LA1, LA2 on a AC voltage generator output, which outputs the high-frequency AC voltage  $U_{HF}$  between the power-switching transistors V21 and V28 connected in series. The AC voltage generator is supplied with a secondary circuit voltage  $U_{dc}$  from the input circuit 20 shown in Fig. 4. Since the fluorescent lamps have a negative internal resistance during operation, they must be supplied with high voltage peaks during the ignition operation (ZÜND) and with corresponding heat energy during the heating of the spirals. Starting from the output connection of the current inverter 30, a series resonant circuit L2,C15 leads over a balancing element TR1 which is explained later, to the discharge gap H2, H4 of the fluorescent lamp. Furthermore, connected in series with the fluorescent tube is a precision resistor R32, on which a voltage proportional to the lamp current  $I_{L1}$  is measured, and supplied to the control and regulation circuit 17. Between coil L2 and capacitor C15, an ignition capacitor C17 is connected to ground (NULL). Using this arrangement, the dimmer characteristic curve of the discharge lamp can be evened out, since for increasing frequency, the resistance of the capacitor C15 decreases and the resistance of the discharge lamp increases. The primary winding of the heat transformer L5 also lies parallel to the ignition capacitor C17, and furthermore, in series with the winding is a Zener diode V15 and a precision resistor R10. On the latter, a voltage proportional to the heating spiral current  $I_{W1}$  is measured and supplied to the control and regulation switching circuit 17 as additional system measurement quantities. Since the current inverter 30 impresses an output voltage and the heat transformer essentially lies parallel to the fluorescent lamp LA1, a voltage is impressed via the heat transformer onto its secondary windings. The two secondary windings each supply in a potential-free manner one of the two heating coils H1, H2 and H3, H4. Thus on the primary-side precision resistor R10, the sum of the heating spiral currents  $I_{W1}$  is measured.

The Zener diode V15 further connected in series produces a DC current component in the primary winding of L5, which however is not transferred, but instead is missing in the lamp current  $I_{L1}$  and thus supplies the discharge of the lamp with an additional DC current portion on the order of magnitude of approx. 1% of the actual discharge current. This prevents the effect of the "constant shifts" which occur during dimming of the lamps. The "constant shifts" consist of, in particular, brightness/darkness zones that occur during dimming and run along the tube at a preset speed. A superimposing of small direct current accelerates this running effect so that it no longer acts disruptively.

For heating, the current inverter 30 is operated at a high frequency  $f_{\max}$ , so that on C17 a AC voltage occurs which is not suitable for ignition of the lamp LA1. Via L5, the spirals of the lamp are heated in this operating condition, whereby as a result of the cold conductor effect of the spirals, the lamp at first assumes high and then a lower heating current. After approx. 750 msec preheating time, the ignition (ZÜND) of the lamp is begun.

During ignition of the fluorescent lamp, the frequency  $f$  of the current inverter 30 is reduced so that it gets closer to the resonance frequency  $f$  of the output series resonant circuit L2, C15. In this way, on C17, a voltage increase occurs which lies on the order of magnitude of approx. 750 V (peak). In this way, a functional lamp is ignited.

As soon as the lamp LA1 or LA2 has ignited, the series resonant circuit L2, C15 or L3, C16 is greatly damped. This causes, on the one hand, a shift of the resonance frequencies  $f_0$  and on the other hand, an immediate reduction of the AC voltage incident on the respective lamp. The reduction is recognized by the control and regulation circuit 17 via the voltage divider R27, R25 that is connected to the lamp in parallel. This consequently starts the actual operating phase (DIMM) of the lamps.

For the effective operation of the lamp, the frequency  $f$  of the current inverter 30 is regulated so that the power of the lamp corresponds to the preset target value, i.e. the desired brightness level. The higher the frequency in the operating condition, the lower the lamp brightness. The operating frequency of the AC voltage generator 30 can thus also be entirely shifted to values that lie on the order of magnitude of the heating frequency or above it. Also, at a maximum power (MAX), a starting frequency can be set which is below the ignition frequency but still above the resonance frequency of the series resonant circuit L2, C15.

The operating condition of the lamp circuit 14 can greatly vary depending on the lamp used, for example, argon, krypton lamp, or depending on the selected lamp power.

The combination of the capacitor C24 and the diodes V30, V31 causes a frequency-dependent damping of the output circuit during voltage increase. It is especially important if high frequencies and high impedances occur, i.e. for example, in a defective lamp or during preheating when the spirals are already warm. This type of wiring helps to limit the voltage increase, if it is undesired, when the lamp is not ignited or is defective. C24 is selected such that the damping stays small enough at the point in time of ignition.

Fig. 6 shows the output circuit of Fig. 5 for the two-flame – two fluorescent lamps on a current inverter – operation. Here also the balancing transformer TR1 is shown completely. Each winding is flowed through by one of the two lamp currents. This occurs in the opposite direction, so that for current amplitude deviation, a resultant magnetization occurs that induces a voltage in the inductive element which acts in a balancing manner. Such a transformer is advantageous when due to structural part tolerances and lamp tolerances as well as different temperature conditions, the two lamps burn at variable brightness in the dimmed condition. By the balancing element TR1, this is avoided for two-lamp lighting. If several pairs of lamps are operated on one AC voltage generator output, then a balancing element TR1 of this type is to be provided for each pair.

From Fig. 6 it can also be seen that each fluorescent lamp is connected prior to an individual series resonant circuit and an individual ignition capacitor C17, C18 is



connected in parallel. This allows a relatively independent ignition phase and a smooth running in dimming operation. Parallel to each of the ignition capacitors C17, C18, there is one voltage divider R25-R28, which conducts a signal proportional to the output AC voltage to the control and regulation device 17. In the same way, it is also possible to connect the voltage divider directly parallel to the fluorescent lamp, i.e. behind the balancing element TR1. In series with each of the lamps (this was already explained using Fig. 5 for a lamp circuit), there is a current measuring shunt R31, R32. On them, a signal proportional to the lamp current is obtained which can be multiplied by the aforementioned lamp voltage signal in the control and regulation circuit 17. In this way, it is ensured that at any time a signal proportional to the actual lamp power  $P_{\text{actual}}$  and/or the brightness  $E$  is available which can be preset as an actual value for a precise brightness control.

Fig. 7 shows in greater detail the current inverter 30 with its output power transistors V28, V21. Between them, the high-frequency AC voltage  $U_{\text{HF}}$  is output to the load circuit 40 that has been explained previously. The two power transistors are driven via a driver switching circuit 31, which obtains its control signals from the control and regulation circuit 17. If necessary, non-symmetrical turn-off/turn-on delays come into consideration for the respective transistors, so that a common conductance of both transistors V21, V28 can be fundamentally avoided. The upper transistor is supplied via a bootstrap circuit (not shown). The lower transistor and the system control 10, 17, 31 receive their drive voltage via a multiplier resistor and a filter capacitor C5 from the secondary circuit voltage  $U_0$ . In addition to the aforementioned current supply from the secondary circuit, a low-loss AC voltage coupling also takes place from the oscillating current inverter 30 via the coupling capacitor C21, the diodes V12, V7 and the inductance L7 in the storage capacity C5.

The current that can be supplied through the multiplier resistor or a current source  $I_q$  to the filter capacitor C5 is sufficient to provide the IC31 and the control and regulation circuit 17 in the turned-off operation (SLEEP).

During the operation of the current inverter, the load-coupled supply that is uncoupled via a capacitor C21, rectified via the named structural parts V12, V7, L7 and smoothed via C5 is sufficient. This supply voltage output is almost loss-free, since only reactive elements are used for the power limitation. Using the antiparallel diodes V14, V15 connected in the lower current inverter half-branch of the transistor V21, and the resistor R34 connected in parallel to it, a voltage signal  $U_{\text{Kap}}$  proportional to the branch current  $I_{\text{max}}$  is obtained. This is supplied to the control and regulation circuit 17 like the other process signals. From this, the circuit can determine the current direction of the current flowing through the current inverter in the moment prior to the opening of V21. If this current is negative, then the load circuit 40 of the current inverter 30 is located in an impermissible capacitive range. This represents a danger for the controlling current inverter. In addition to the pure amplitude detection, a phase position observation can also be called upon in which the load current  $I_{\text{L1}}$  is set in relation to the current inverter branch current  $I_{\text{max}}$  and as a result, the relative phase of both currents is called upon for the detection of the operating state.

A detection of an impermissible capacitive operating behavior is answered by the control switching circuit 17 with an increase of the operating frequency  $f$  of the current inverter 30, such that the load circuit 40 is operated inductively again. The

aforementioned capacitive operating method occurs predominately at a low supply voltage. With the branch current detection, a destruction of the structural elements can be safely avoided.

Fig. 8 shows the transmission and receiving device 10 and the coupling filter connected in front of it, with which the bus coupling to the control line 12 occurs. In this example, the target values for minimum, maximum and emergency lighting brightness ( $U_{NOT}$ ,  $U_{MIN}$ ,  $U_{MAX}$ ) are preset for the digital interface 10. Furthermore, a digital input DAT is provided, over which the control signals get from a central control device to the decentralized ELB, and the error signals are communicated from the decentralized ELB to the central control device. The serial interface makes possible the remote control of the electronic fluorescent lamp ballast through a digital command signal or command word. As a digital signal of this type, an 8-bit data word is planned. It is differentiated from the two capacitors C22, C23 and then is potential-shifted by half of the supply voltage of the regulation switching circuit 17 and/or the transmission and receiving circuit 10 and then supplied via a damping capacitor C12 to the digital data input DAT of the interface 10. In this way, both the 50-Hz network frequency is suppressed, and also the input currents of each interface are kept low. Fig. 8b shows an additional embodiment of the bus coupling. In it, the two bus lines 12 with the data input of the digital interface are coupled inductively. If ELBs are operated at different phases of the three-phase network with the coupling filter shown in Fig. 8a, compensating currents can flow, which influence the data transmission in a disruptive manner. These compensating currents can certainly also flow in the switching circuit according to Fig. 8b, however, they cancel each other out since no primary-side ground connection exists. An advantageous additional embodiment of this switching circuit is shown in Fig. 8c. By the use of a secondary winding with center tapping, the switching circuit is safe from reverse-polarity. Also applicable is an optical coupling, but it has an increased current consumption.

As regulating signals, 255 (corresponding to 8 bits) brightness values are planned. Also, the control signal "OFF", represented by the binary word "Zero" is possible. By the aforementioned OFF signal, the entire ELB sets itself immediately or after a small time span into a current-saving turned off mode (SLEEP). In it, the measurement current consumption of the entire fluorescent lamp ballast is minimal. The current inverter 30 and the drive circuit 31 are stopped and if necessary, after a low additional time delay, the essential structural assemblies of the control and regulation circuit 17 are also stopped. Only the receiving switching circuit of the transmission and receiving device 10 and the monitoring switching circuit for the detection of an emergency operation (NOT) remain activated. The entire circuit power thus drops below 1 W. If however in such a state, a new regulating signal enters, then the control and regulation switching circuit 17 immediately performs the switch-on sequence, which leads, with preheating and ignition operation (ZÜND), into the stationary operation and there an immediate adjustment of the desired brightness value (DIMM) is provided for.

In addition to the control of the brightness and the emergency lighting mode and the turn-off mode (SLEEP mode), the control and regulating circuit 17 also has the task of taking from all of the aforementioned process quantities the information that is important for the monitoring and control of the ELB.

These are the voltage monitoring, emergency operation retention mode, and monitoring of the fluorescent lamps relative to a spiral break or gas defect. Also, the

different operating states of the fluorescent tubes, such as ignition, pre-heating and stationary operation can be distinguished by the measurement quantities. In the following, the measured process quantities called upon for testing are summarized:

Supply voltage  $U_{ac}$ ,  $U_N$ ,

Undervoltage/Overvoltage  $U_{Nmin}$ ,  $U_{Nmax}$ ,

Battery voltage  $U_B$ .

Secondary circuit voltage  $U_0$ ,  $U_{dc}$ .

Lamp current/Operating current  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ .

Lamp voltage  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$ .

Output voltage  $U_{HF}$ .

Output current  $I_{HF}$ .

Spiral current  $I_{W1}$ ,  $I_{W2}$ .

Spiral voltage generator-branch current  $I_{Kap}$ .

Using the listed quantities, overvoltage and undervoltage are detected in the secondary circuit and in the supply circuit. The control and regulating circuit 17 turns off all functions in the process if the voltage is too high, and can only start functioning again if the voltage was turned off and on again.

The occurrence of undervoltage – which leads to a hazardous capacitive operation of the current inverter – is thus answered in that the drive circuit 31 is blocked. If the network supply does not provide the necessary voltage to guarantee the heating operation of the spirals and to prevent the capacitive operation, the control and regulating device 17 does not perform any ignition. Only after a preset threshold value is exceeded is the ignition operation triggered. This occurs automatically.

A switch-over in emergency operation to a preset emergency lighting brightness is done for example when via the usual AC voltage supply input of the switch-on circuit 20 and via the measurement sensing device R21, C25 (Fig. 4), a DC voltage  $U_N$  is detected by the regulating switching circuit 17. For this purpose, a counting logic functions which starts the emergency operation when overvoltage or undervoltage of a preset threshold value does not occur. This can happen after a preset idle time, which spans the individual, possibly missing half-waves.

If in a lighting system, the normally stored AV voltage  $U_{ac}$ ,  $U_N$  breaks down, then an emergency voltage supply  $U_B$ , which is obtained from batteries or a generator is connected across the power supply line. The ELBs recognize this automatically.

In emergency operation, the brightness of the fluorescent lamps is no longer preset by the digital present brightness value DIMM, but instead by a trimming value that can be preset decentralized on the device and that can be preset via the input  $U_{NOT}$ . If the ELB should be in turn-off mode (SLEEP) when this emergency operation occurs, i.e. lamp and current inverter turn off, then it conducts at first the normal ignition operation (ZUND) in order to go to emergency operation brightness afterwards.

When the end of the emergency operating condition is detected, the ELB goes back into the previous condition, and this can be the OFF-condition, if the ELB was in that condition beforehand. This can, however, also be the original brightness value (DIMM), provided it was present prior to the requirement for the emergency operation.

Via the detection of the spiral current, a recognition is made as to whether a lamp has not been used or one of the two spirals is broken. In one of these error cases, the

current inverter 30 is operated at its maximum frequency  $f_{\max}$ , which on the one hand, has the result of a heating current flowing afterwards as it did before, when the defective lamp has been replaced, and on the other hand, lowers the voltage on the defective lamp to the smallest possible amount. This is important to maintain the safety specification according to VDE. The inductive part of the series resonant circuit in the output is, at the named high frequency  $f_{\max}$ , so high that the voltage at the output is limited to values that are not dangerous and there is no danger for the maintenance personnel.

When a functional lamp is used, the ignition operation (ZUND) is started without additional measures after waiting the pre-heating duration.

The internal sequence control in the control and regulating switching circuit 17 furthermore also limits the number of start attempts to two and always initiates (sends) an error signal via the transmission and receiving device 10 to the bidirectional bus 12 if an error case is present, if, for example, the lamp is missing, if a spiral breakage or a gas defect is present. This also applies in emergency operation, since when the lamp is defective, the emergency operation can not be maintained.

Wiring errors, which lead to a short-circuit of the discharge gap of the lamp, can because of the process signals then be detected if the lamp voltages are monitored toward a preset minimum value. In the process, when this preset value is fallen below, this leads, as in the network overvoltage monitoring, to the entire ELB being turned off.

Also, unwillingness of the lamp to ignite, e.g. due to gas defect, is recognized by the control and regulating circuit 17. When the lamp can not be ignited within a preset ignition time, i.e. if the voltage on the ignition capacitor C17 does not fall off within this time span, the named blockage takes action.

In addition to a complete turning off and an error reporting, a repetition time can be waited for, after which a renewed ignition and start attempt is made. If also in this process there is no success in ignition, then the control and regulating circuit 17 reacts as it does for the heating spiral breakdown and sets the frequency of the current inverter 30 to the maximum value  $f_{\max}$ .

When the lamp is replaced, which is recognized by the control and regulating circuit 17 by an increase of the lamp voltage or by a change of the heating spiral current, an ignition attempt is made again after a new lamp is installed again.

The following explains the regulation of the brightness of the fluorescent lamps. A true brightness regulation is applied since this ensures equal lamp powers independently from the lamp model – at essentially equal lamp efficiency. The actual value determining measurement quantities of lamp current, lamp voltage are multiplied and compared in an analog or digital manner via the transmission and receiving device 10 with the remotely controlled preset target values. The comparative result controls directly, or via a regulator, the frequency  $f$  of the AC voltage generator 30. If a more precise brightness gradation is desired, then a logarithmic target value adaptation can occur. In the same way, an exponential actual value weighting can be performed. In addition to the lamp-model independence, a compensation for lamp age, for the existing operating temperature, and also for the possibly fluctuating supply voltage  $U_N$  is also achieved.

With the process-signal controlled operating condition monitoring it is also possible to perform the ignition of the lamps at small brightness values, whereby the normally occurring light pulse can be avoided. The light pulse is caused by the energy

stored in the output circuit by the ignition operation, which is then unloaded all of a sudden in the lamp. In order to suppress and/or eliminate it, a fast ignition recognition – via the change of the lamp arc drop voltage  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$  – is planned, and a fast reduction of the lamp current is performed after the ignition. The latter process is done by instantaneous shifting of the current inverter output frequency in the direction to higher frequencies. By this, under normal circumstances, a reduction of the lamp lifetime would occur. This is avoided, however, according to the embodiment example, since the extension of the glow phase is used only for the critically low brightness values. For large brightness values, the current is kept at a higher level, such that the glow phase is reduced. This can be regulated via digital command words and the transmission and receiving device 10 per software.

In Fig. 9, a brightness time diagram is shown in which the brightness of the lamp controlled by the ELB according to Fig. 1 is varied in a time-dependent manner. At first, a maximum brightness is provided, followed by a turn-off cycle preset via the Bins line [sic – bus line] 12 and the digital interface 10. The brightness is reduced to zero according to a preset slope, and then the current inverter 30, its driver switching circuit 31 and essential parts of the control ICs 17 turn off to save current. A subsequent emergency lighting condition leads – in spite of the system being turned off – to a controlled ignition and a build up of brightness of the lamp to the preset emergency lighting brightness (NOT). This can be changed via the target value specification  $U_{NOT}$  for each decentralized ELB. Likewise, the maximum and minimum brightness value (MIN, MAX) shown in Fig. 9 can be set or compared via a corresponding specification of a target value.

In Fig. 10, a program-technical controlled “soft start” is shown schematically as a brightness time diagram. The ELB 60 is located at first in the turned off condition (OFF). The command “soft start” then leads either to an automatic slope regulated increase of the lamp brightness – after its ignition – or to a program-controlled incremental growth of the lamp brightness levels. In the latter case, from the central control device 50, incrementally growing brightness values are sent at specific time intervals. The decentralized ELBs follow the requirements almost without delay. In this way, a change speed-controlled (regulated) increase and decrease of the decentralized light sources is possible.

## Patent Claims

1. Output switching arrangement for an electronic fluorescent lamp ballast (ELB), **characterized by**  
at least one pair of series resonant circuits (L3, C18; L2, C17), which each connect the output of an AC voltage generator (30, WR) of the electronic fluorescent lamp ballast (ELB) to a pair of gas discharge lamps (LA1, LA2, gas discharge lamp), at least one pair of ignition capacitors (C17, C18), of which one of each pair is connected in parallel to one of each pair of gas discharge lamps (LA1, LA2), and

at least one inductive balancing element (TR1), which can be magnetized in the opposite direction by the lamp currents ( $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ) of a pair of gas discharge lamps (LA1, LA2).

2. Output switching arrangement according to claim 1,  
**characterized in that**  
the ignition capacitor (C17, C18) is connected between the coil (L2, L3) and a capacitor (C16, C15) of the series resonant circuit.
3. Output switching arrangement according to claim 1 or 2,  
**characterized in that**  
the balancing element (TR1) is a two coil transformer, whose two coils have the same number of turns.
4. Output switching arrangement according to claim 1 or 2,  
**characterized in that**  
at least one pair of current measuring elements (R31, R32), preferably a pair of low-ohmic shunts, is provided whereby each current measuring element (R31, R32) is connected in series to a gas discharge lamp,  
that at least one pair of voltage measuring elements (R25-R28), preferably a pair of voltage dividers is provided, whereby each voltage measuring element (R25, R27, R26, R28) is connected in parallel to each gas discharge lamp and that all measurement quantities ( $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$ ,  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ) taken from the measurement elements are supplied to the control and/or regulating device.
5. Output switching arrangement according to claim 1,  
**characterized in that**  
the heating spirals of each gas discharge lamp can each be heated by a heating transformer (L5, L4) with a primary and a secondary winding for each heating spiral of the gas discharge lamp in a voltage-controlled manner, whereby each heating transformer (L4, L5) is connected in parallel on the primary side to the gas discharge lamp whose heating spirals it heats.
6. Output switching arrangement according to claim 5,  
**characterized in that**  
each heating transformer (L4, L5) on the primary side is connected in series to a current measurement element (R10, R11), whose respective output signal ( $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ) can be supplied to the control and regulating device (17) for detection of the heating spiral composition and for the derivation of an error signal.
7. Output switching arrangement according to claim 1 or 5,  
**characterized in that**  
onto the lamp current ( $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ), a minor DC current component can be superimposed, which is present continuously or depending on the brightness of the gas discharge lamp and preferably amounts to approx. 1% of the lamp current.

8. Output switching arrangement according to claim 7,  
**characterized in that**  
a Zener diode (V16, V17), which is connected in series to the heating  
transformer(s) (L4, L1), causes the equivalent current components in the lamp  
current.

[Drawings]

Fig. 1

Last = Load

Meßwerte = Measurement values

Ansteuerung = Drive control

Daten = Data

Fig. 3

Steuerung, Regelung, Überwachung = Control, Regulation, Monitoring

Sollwerte = Target Values

zum Treiber IC des WR = to the driver IC of the WR

Meßwerte = Measurement values

Fig. 5

Vorheizung, Lastkreis = Preheating, Load circuit

Wendelstrom = Alternating Current

Fig. 6

Lastkreis = Load circuit

Ansteuerung = Drive control

Ansteuerung = Drive control

Fig. 7

Zum Lastkreis = To the load circuit

Steuersignale von + 15 V für IC17 = Control signals of + 15 V for IC17

Fig. 8a

Digital-Schnittstelle = Digital interface

Vorgaben an IC17 = Specifications to IC17

Fig. 8b



Digital-Schnittstelle = Digital interface  
Vorgaben an IC17 = Specifications to IC17

Fig. 8c

Digital-Schnittstelle = Digital interface  
Vorgaben an IC17 = Specifications to IC17

Fig. 9

Helligkeit = Brightness  
NOT = EMERGENCY  
Befehl "Notbeleuchtung ein" = Command "Emergency lighting on"  
Befehl "Sleep mode" oder "Standby" = Command "Sleep mode" or "Standby"

Fig. 10

Befehl "Softstart" = Command "Soft start"  
Befehle, die jeweils eine neue Lichtstärke vorgeben. = Commands that each specify a new light intensity

Relevant Documents			
Category	Document reference with statement, if necessary, of the significant parts	Claims involved	Classification of the Application (Int. Cl.5)
X	US-A-4 441 054 (BAY DAVID L) 3 April 1984 * column 5, line 14 - column 5, line 24; Figure 1 *	1, 3	H05841/29
A	--- GB-A-2 119 184 (HELVAR OY) November 9, 1983 * Page 1, line 114 - page 1, line 128; Figures 1, 3 *	7	
			Investigated technical areas (Int. Cl.5)
			H05B
The report presented here has been made for all claims.			
Place of research	Concluding date of the investigation	Investigator	
THE HAAGUE	May 14, 1996	Speiser, P	
<p><b>Categories of the documents cited</b></p> <p>X: of special meaning when observed alone Y: of special meaning in connection with another publication of the same category A: relevant to counter at least one claim or general technological background O: unwritten disclosure</p> <p>T: fundamental theory or basis for the invention E: older patent document which, however, was first published on or after the application date D: document cited in the application L: document cited for other reasons ..... &amp;: concurrent patent document which is a member of the same patent family</p>			

System

FIG. 1

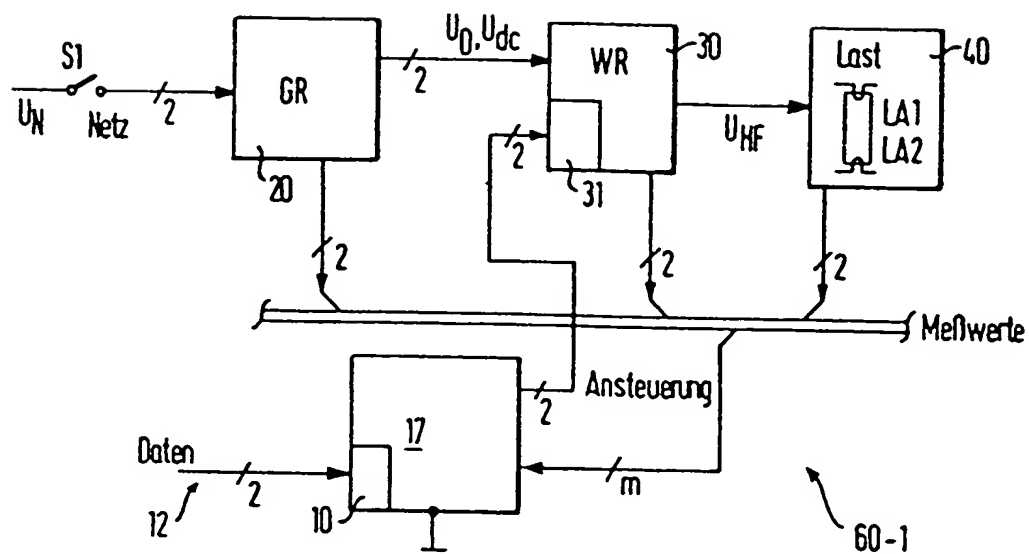
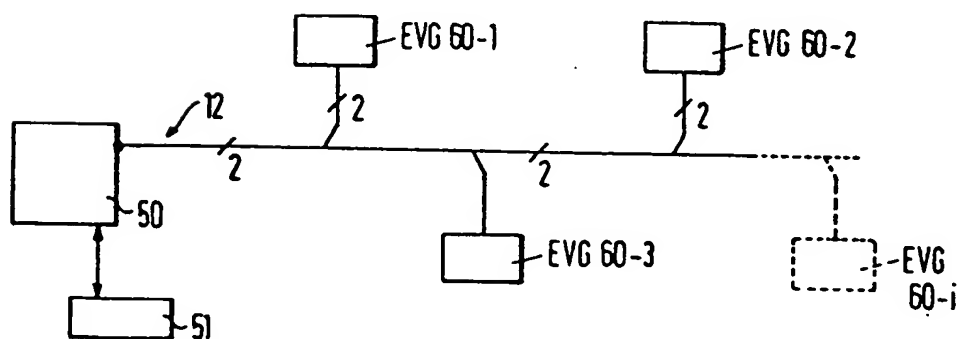
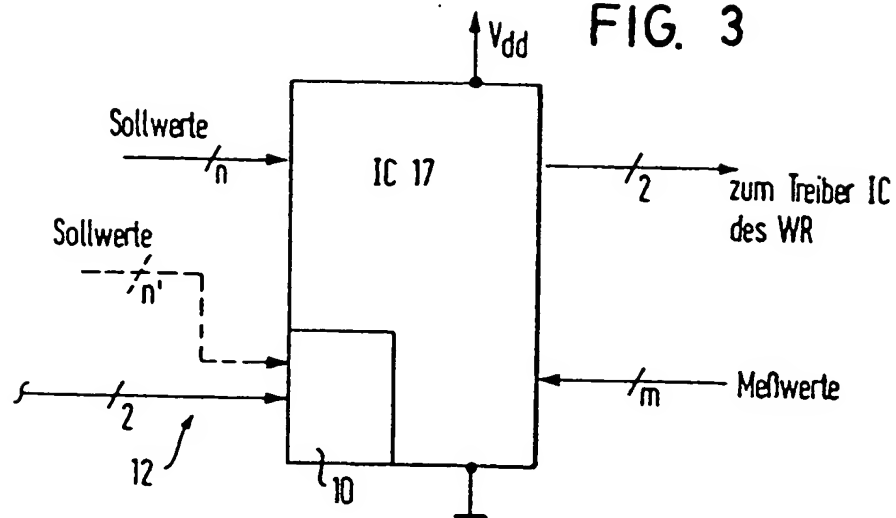


FIG. 2



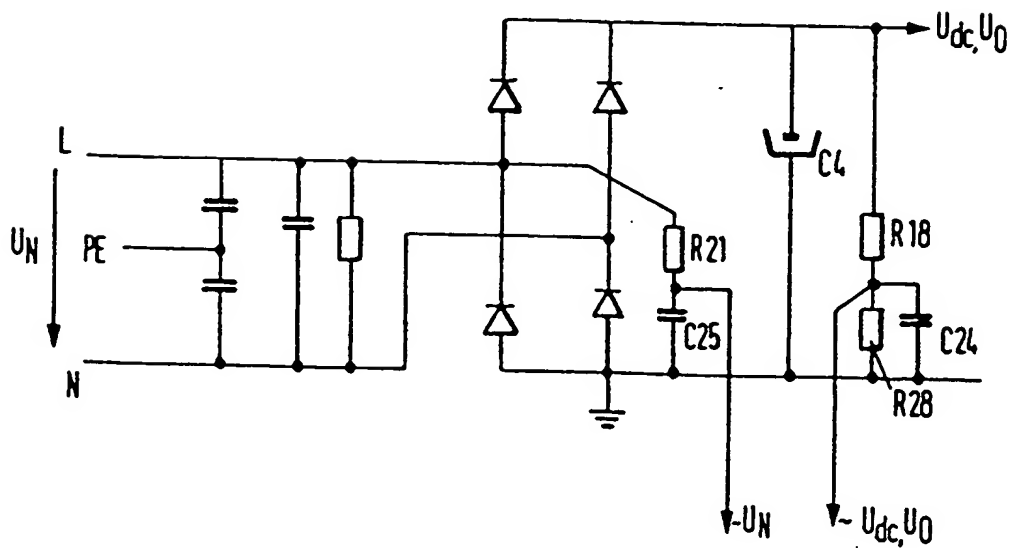
Steuerung, Regelung, Überwachung . 17

FIG. 3



GR, 20

FIG. 4



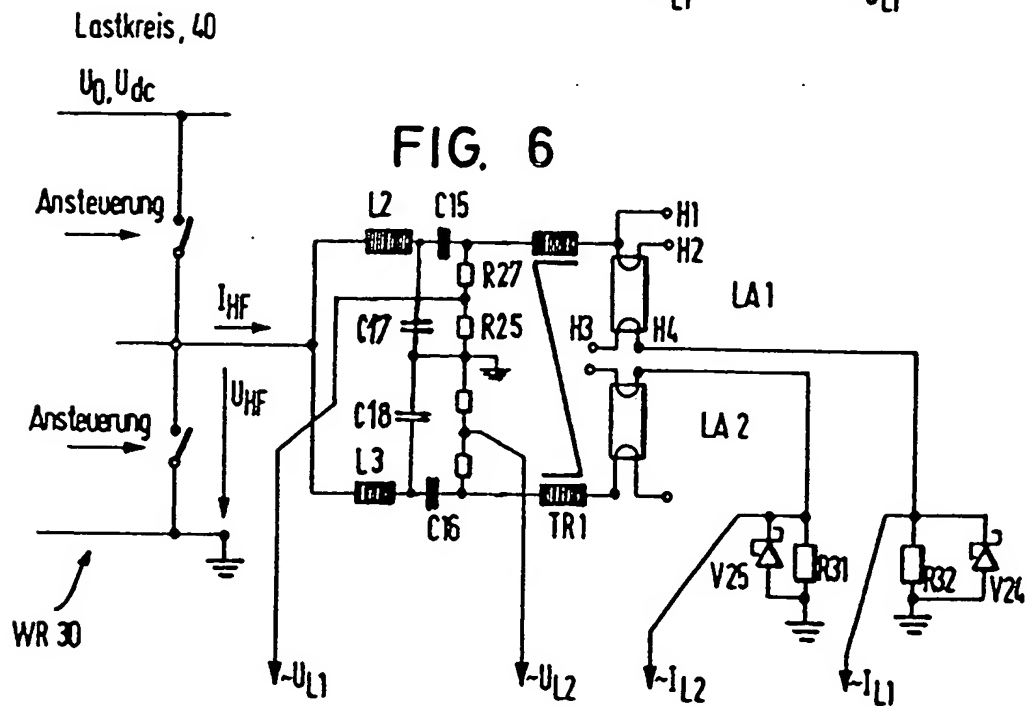
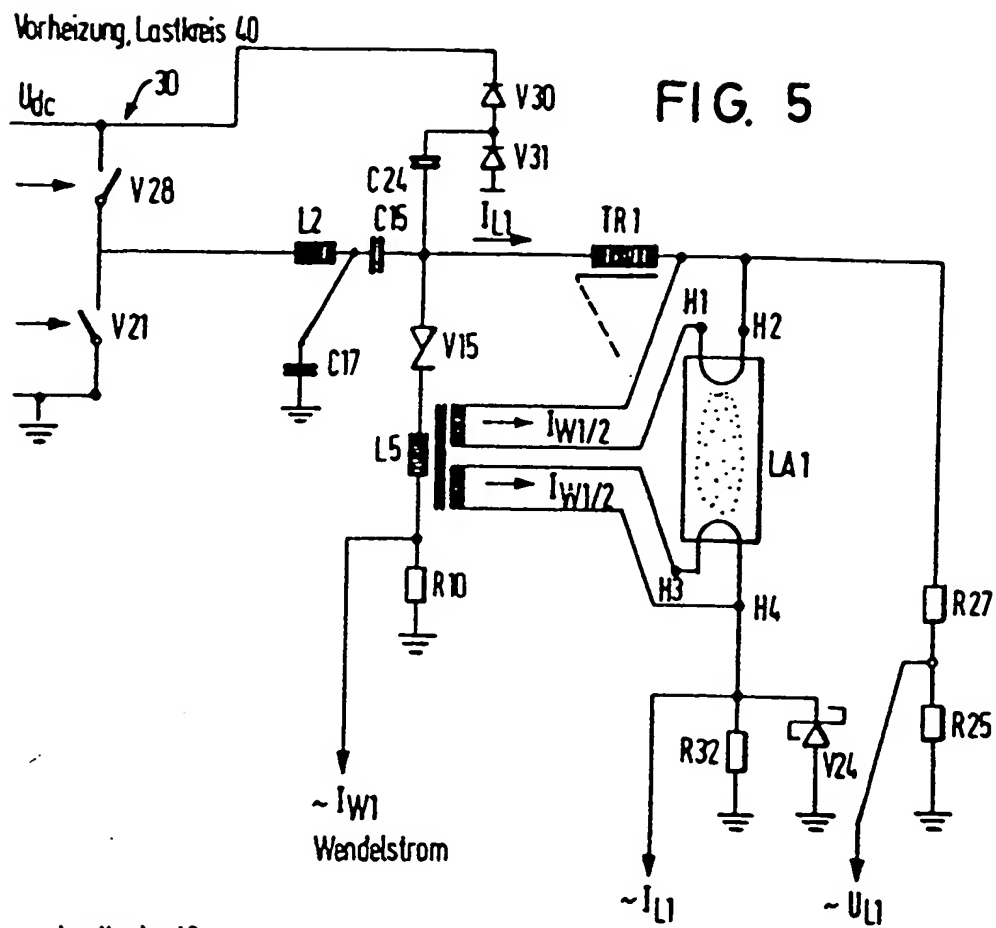


FIG. 7

WR, 30

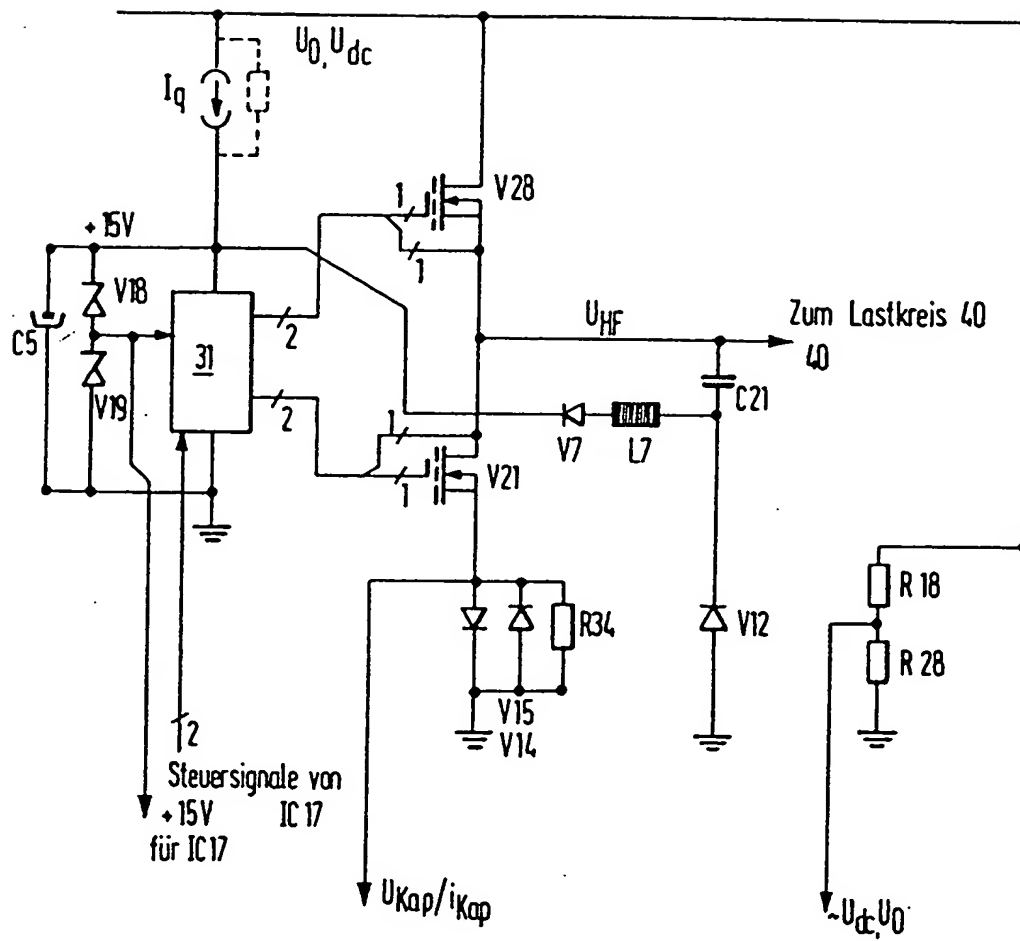


FIG. 8a

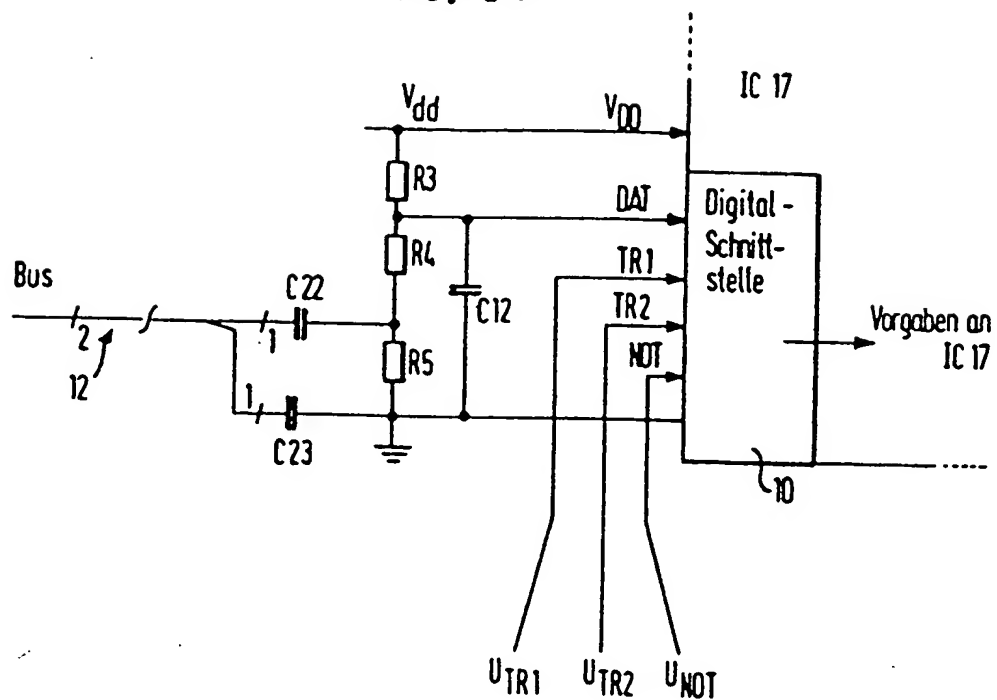


FIG. 8b

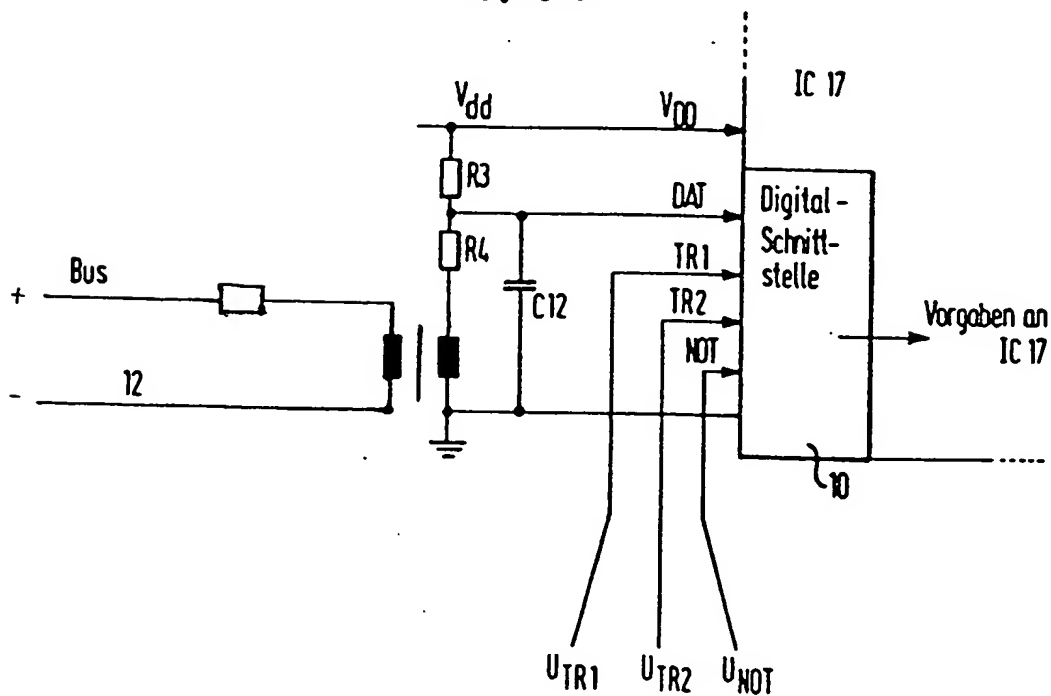


FIG. 8c

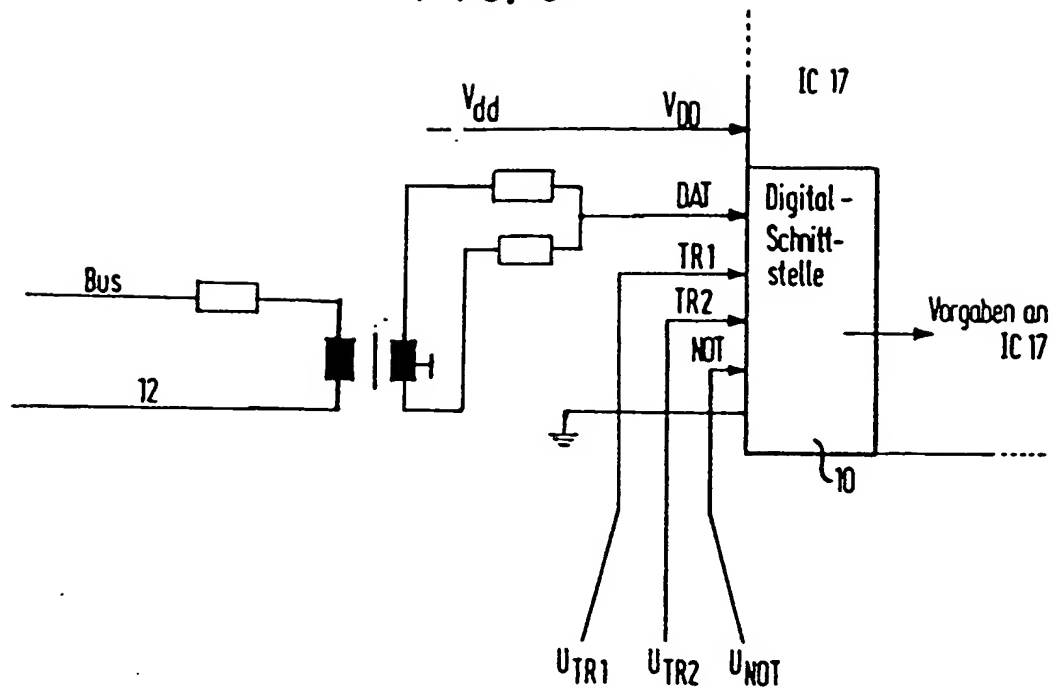


FIG. 9

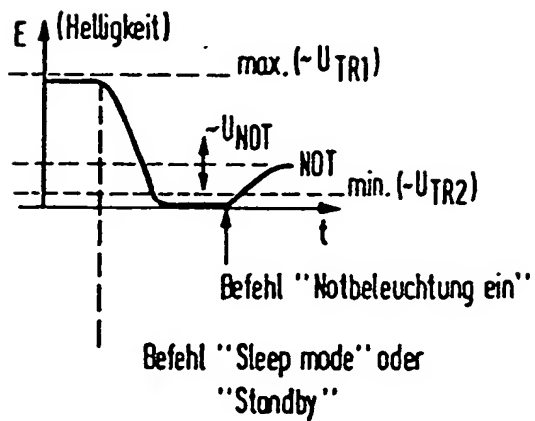
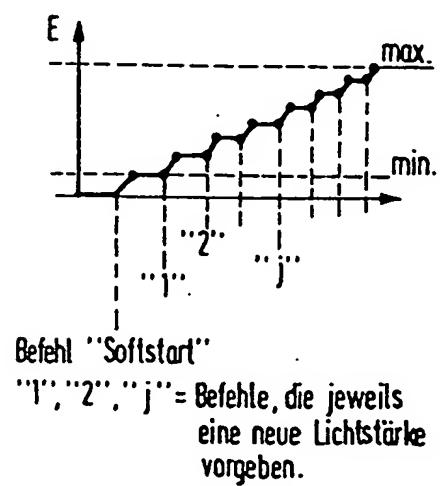
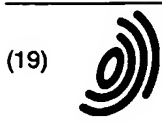


FIG. 10







Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 0 706 307 A2

(12)

## EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:  
10.04.1996 Patentblatt 1996/15

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>: H05B 41/29

(21) Anmeldenummer: 95114759.4

(22) Anmeldetag: 09.12.1991

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
AT BE CH DE DK ES FR GB IT LI LU NL SE

(72) Erfinder: Luger, Siegfried  
A-6850 Dornbirn (AT)

(30) Priorität: 07.12.1990 DE 4039161

(74) Vertreter: Schmidt-Evers, Jürgen, Dipl.-Ing. et al  
Patentanwälte Mitscherlich & Partner,  
Sonnenstrasse 33  
D-80331 München (DE)

(62) Anmeldenummer der früheren Anmeldung nach Art.  
76 EPÜ: 91121150.6

(71) Anmelder: Tridonic Bauelemente GmbH  
A-6850 Dornbirn (AT)

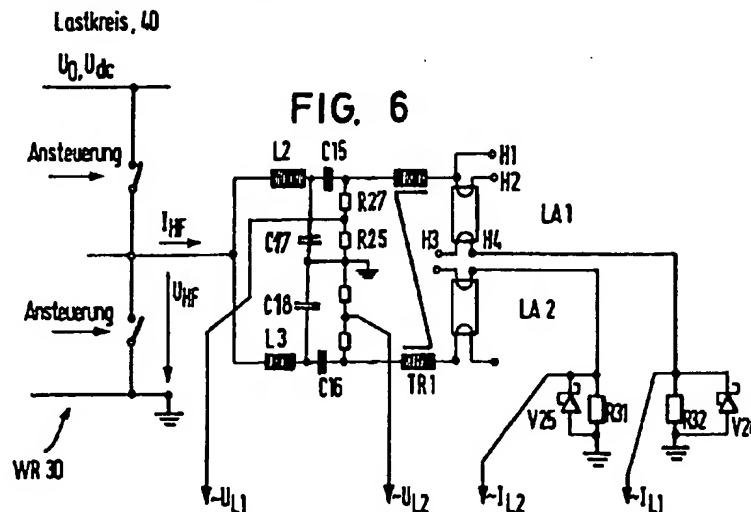
### Bemerkungen:

Diese Anmeldung ist am 19 - 09 - 1995 als  
Teilanmeldung zu der unter INID-Kode 62 erwähnten  
Anmeldung eingereicht worden.

### (54) Schaltungsanordnungen zur Steuerung der Helligkeit und des Betriebsverhaltens von Gasentladungslampen

(57) Ausgangs-Schaltungsanordnung für ein elektronisches Vorschaltgerät, mit mindestens einem Paar von Serienresonanzkreisen (L3, C18; L2, C17), die den Ausgang eines Wechselspannungsgenerators (30) mit je einem Paar von Gasentladungslampen (LA1, LA2) verbinden, mindestens einem Paar von Zündkondensa-

toren (C17, C18), von denen je einer eines Paares parallel zu je einer eines Paares von GE-Lampen (LA1, LA2), geschaltet ist, und mit mindestens einem induktiven Symmetrieelement (TR1), das von den Lampenströmen ( $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ) je eines Paares von GE-Lampen (LA1, LA2) gegenseitig magnetisierbar ist.



EP 0 706 307 A2

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft allgemein ein elektronisches Vorschaltgerät (EVG) für Leuchtstofflampen. Insbesondere betrifft sie Ausgangs-Schaltungsanordnungen innerhalb des elektronischen Vorschaltgerätes.

Elektronische Vorschaltgeräte moderner Bauweise dienen der Ansteuerung von Leuchtstofflampen. Dabei werden die Leuchtstofflampen zum einen schonender betrieben und zum anderen kann der Wirkungsgrad derartiger Lampentypen heraufgesetzt werden. Ein elektronisches Vorschaltgerät weist dabei regelmäßig folgende Merkmale auf.

Über einen Netzeingangsfilter wird eine Versorgungsspannung, die eine Gleich- oder Wechselspannung sein kann, einem Gleichrichter und einem Zwischenkreiskondensator zugeführt. Soweit das Gerät ausschließlich mit Gleichspannung betrieben wird, kann letzterer Gleichrichter entfallen. Auf dem Zwischenkreiskondensator wird eine hohe Zwischenkreisspannung  $U_0$  gebildet, die bei üblicher Netzspannungsversorgung von 220 V in der Größenordnung von ca. 300 V liegt. An den Zwischenkreis schließt sich ein Wechselspannungsgenerator an, dieser wird von einem Halbbrücken- oder Vollbrückenwechselrichter gebildet. Er gibt eine frequenzvariable Ausgangsspannung an einen Ausgangs-Lastkreis ab, der, sofern keine Halbbrückenschaltung mit künstlichem Spannungsmittelabgriff vorgesehen ist, einen Serienresonanzkreis aufweist. In Reihe zu dem Serienresonanzkreis liegt die Entladungsstrecke der zu steuernden Gasentladungslampe oder Leuchtstofflampe.

Die Ausgangsfrequenz des Wechselrichters beträgt in etwa 10 kHz - 50 kHz.

Bei den genannten Frequenzen wird der Wirkungsgrad der angeschlossenen Leuchtstofflampen gegenüber einem Betrieb an dem 50 Hz-Versorgungsnetz erhöht. Eine erhöhte Lichtausbeute wird bei gleicher elektrischer Leistungsaufnahme erzielt. Weiterhin kann aufgrund der hohen Frequenz die wechselrichter-seitige Induktivität des Serienresonanzkreises kleingehalten werden. Schließlich erlaubt die variable Frequenzsteuerung eine Helligkeitsregelung der - am normalen Netz nur schwer helligkeitsregelbaren (dimmbaren) - Leuchtstofflampe. Hinzu kommt schließlich, daß über die Frequenzsteuerung auch eine Zündung der Leuchtstofflampe vorbereitet und initiiert werden kann. Zu dem vorgenannten Zündvorgang gehört zur Schonung der Leuchtstofflampen auch ein sog. Warmstart, bei dem die Heizwendeln der Leuchtstofflampe vorgeheizt werden, bevor die Lampe aufgrund von Resonanzerscheinungen mit einer hohen Zündspannung beaufschlagt wird, die zur Zündung und damit zum Betrieb der Gasentladungslampe führt. Die Variation der Frequenz, welche die Zündung kontrolliert, erlaubt auch im Betrieb der Gasentladungslampe durch Frequenzverschiebung eine nahezu stufenlose Helligkeitsregelung in weiten Grenzen. Eine solche stufenlose und kontinuierliche Steuerung der Helligkeit erfordert aufgrund des

negativen Innenwiderstandes der in Betrieb befindlichen Leuchtstofflampe besondere Maßnahmen.

Wesentlicher Gesichtspunkt für die Entwicklung eines modernen EVG bildet daher zum einen eine möglichst vielseitige Steuerungsmöglichkeit insbes. eine Helligkeitsregelung. Dies im Hinblick auf das Betriebsverhalten sowie die Helligkeitsregelung der an einem jeweiligen EVG angeschlossenen Leuchtstofflampen.

Neben einer vielseitigen Steuerung und Regelung ist es ein anderes Anliegen moderner EVGs eine komfortable Handhabung und Bedienung vieler dezentral angeordneter Lichtquellen zu gewährleisten. Dies insbesondere im Hinblick auf Großprojekte, bei denen weitläufige Beleuchtungssysteme mit einer großen Anzahl von Lichtquellen zu installieren sind.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine verbesserte Ausgangs-Schaltungsanordnung für ein elektronisches Vorschaltgerät anzugeben.

Unter Berücksichtigung der zuvor genannten technischen Probleme soll insbesondere mit Hilfe der Ausgangs-Schaltungsanordnung eine verbesserte Ansteuerung mehrerer an das elektronische Vorschaltgerät angeschlossener Gasentladungslampen möglich sein.

Die Aufgabe wird durch eine Ausgangs-Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 gelöst.

Die erfindungsgemäße Ausgangs-Schaltungsanordnung für ein elektronisches Vorschaltgerät umfaßt mindestens ein Paar von Serienresonanzkreisen, die den Ausgang des Wechselspannungsgenerators des elektronischen Vorschaltgeräts mit je einem Paar von Gasentladungslampen verbinden, sowie mindestens ein Paar von Zündkondensatoren, von denen je einer eines Paares parallel zu je einer eines Paares von GE-Lampen geschaltet ist, und mindestens ein induktives Symmetrieelement, das von den Lampenströmen je eines Paares von GE-Lampen gegensinnig magnetisierbar ist. Somit kann erfindungsgemäß ein unterschiedlich helles Leuchten der von einem EVG angesteuerten Gasentladungslampen vermieden werden und für jede Gasentladungslampe ist eine relativ unabhängige Zündphase sowie Gleichlauf im Dimmbetrieb gewährleistet.

Um die Steuerfunktionen und die Helligkeitsregelung besonders genau und komfortabel handhaben zu können, kann eine Steuer- und Regeleinrichtung vorgesehen sein, die alle wesentlichen Steuer-, Regel- und Überwachungsfunktionen für ein dezentrales EVG übernimmt. Ihr ist eine Sende- und Empfangseinrichtung zugeordnet, die als Schnittstelle nach außen dient. Hier können Steuerbefehle und Helligkeitsbefehle zugeführt werden, die von der Steuer- und Regeleinrichtung, abhängig von den derzeit gültigen Prozeßgrößen (Meßgrößen) des jeweiligen dezentralen EVG, ausgeführt wird.

Vorteilhaft werden in einem jeweiligen dezentralen EVG ein Paar von Leuchtstofflampen an einem Wechselspannungsgenerator betrieben. Dies entspricht einem sog. zweiflammigen EVG.

Neben der komfortablen Helligkeitsregelung erlaubt die Steuer- und Regeleinrichtung zielgerichtet eine Erhöhung der Lebensdauer der Leuchtstofflampen und eine Gewährung von Sicherheitsinteressen. Mittels der vorgenannten Steuer- und Regeleinrichtung kann das Betriebsverhalten und der jeweilige Betriebszustand der von einem EVG versorgten Leuchtstofflampen genauestens gesteuert und überwacht werden. So werden Warmstart-, Zünd-, Dimm- und Abschaltvorgang (ZÜND, DIMM, AUS, EIN) mit hoher Präzision und lampenschonend aneinander gereiht. Unzulässige Betriebsbedingungen werden vermieden, vor einer jeweiligen Zündung wird für eine ausreichende Vorwärmung der Heizwendeln gesorgt. Neben einem helligkeitsgeregelten Dimmbetrieb (DIMM) kann auch das gesamte EVG, wenn längere Zeit keine Helligkeit gewünscht wird, stillgelegt werden (SLEEP). In diesem Zustand nimmt das EVG nur eine minimale Leistung auf. Vermeidbare Verluste werden tatsächlich vermieden.

Neben dem regelmäßigen Dimmbetrieb, in welchem die Helligkeit der Leuchtstofflampen zwischen einem Minimalwert (MIN) und einem Maximalwert (MAX) beliebig variierbar ist (DIMM) ist auch ein Notbetrieb (NOT) möglich, bei dem die Lampe einen Notbeleuchtungs-Lichtpegel einnimmt. Dieser ist dezentral am jeweiligen Gerät vorgebar. Bei bestimmten Gefahrenbedingungen wird er automatisch aktiviert.

Vorteilhaft ist die Sende- und Empfangseinrichtung über eine bidirektionale Busleitung mit einem zentralen Steuergerät verbunden. Ein solches erlaubt es, von einer zentralen Stelle aus eine Vielzahl von dezentral angeordneten EVGs fernzusteuern. Neben der Fernsteuerung bietet das Steuergerät auch eine Betriebszustandsinformation. Es werden im Beleuchtungssystem aufgetretene Fehler aufgrund von Fehlermeldungen erkannt und angezeigt, die von den dezentralen EVGs über die bidirektionale Busleitung an das zentrale Steuergerät gesandt worden sind. Wartungsarbeiten werden hierdurch vereinfacht und beschleunigt. Vielfältige Überwachungsfunktionen werden bereits dezentral vorgesehen, so die Über- und Unterspannungsüberwachung. Durch sie wird die Lebensdauer der Leuchtstofflampen spürbar erhöht.

Die über die Busleitung gesteuerte Helligkeitsregelung der dezentralen EVGs geschieht über serielle digitale Steuerworte, die Steuerbefehle oder Helligkeits-Dateninformationen darstellen. Besonders vorteilhaft ist die Organisation in Funktionsgruppen, in welchen eine Mehrzahl von EVGs, die beispielsweise in einem Raum angeordnet sind, gleichzeitig und mit einem einzelnen Befehl ansteuerbar sind.

Die Ankopplung der Sende- und Empfangseinrichtungen an die Busleitung wird vorteilhaft durch ein Differenzierglied bewirkt. Sie gewährt eine starke Dämpfung der 50 Hz-Netzfrequenzen und arbeitet mit sehr geringen Eingangsströmen. Die Dämpfung der Netzfrequenzen geht soweit, daß auch ein Verpolungsschutz gewährt wird, das Anlegen von 220 V an der Busleitung bleibt ohne Schadensfolge.

Wenn die Leuchtstofflampen nach einem Zündvorgang in den gedimmten Betrieb gesteuert werden, kann es dazu kommen, daß kurzzeitige Lichtpulse auftreten. Sie haben ihre Ursache in der im Ausgangskreis gespeicherten Energie des Zündvorganges, der sich anschließend unerwünscht als Lichtpuls im gedimmten Betrieb äußert. Hier kann durch Verlängern der - eigentlich lebensdauerverkürzenden - Glimmphase zwischen Zünd- und stationärem Betrieb Abhilfe geschaffen werden. Eine tatsächliche Lebensdauerverkürzung wird aber dadurch vermieden, daß der Glimmbereich nur bei geringen Helligkeitswerten verlängert wird. Je größer die Helligkeit, desto kürzer demnach die Glimmphase und desto schneller der Übergang vom Zündbetrieb zum Normalbetrieb.

Werden erfindungsgemäß der Steuer- und Regeleinrichtung eine Mehrzahl *m* von Meßgrößen aus dem EVG zugeführt, so können hieraus eine Vielzahl von Betriebszuständen und ggf. Gefahrenzustände erkannt und vermieden werden. Weiterhin wird eine echte Leistungsregelung möglich, die lampentypunabhängig (beispielsweise Argon-Lampen oder Krypton-Lampen) arbeitet. Vorteilhaft wird die Lampenhelligkeitsregelung durch eine Frequenzmodulation oder durch eine Kombination von Frequenzmodulation und Tastverhältnisänderung erzielt.

Zum Aspekt der Überwachung zählt auch die Kontrolle der Heizwendelströme der Leuchtstofflampen. Sie erlauben eine präzise Ermittlung, ob bestimmte Lampen defekt sind oder ggf. gar nicht eingebaut wurden.

Die bei starken Dimmbetrieb auftretenden "laufen den Schichten" werden vorteilhaft dann vermieden, wenn dem hochfrequenten Lampenwechselstrom eine geringe Gleichkomponente überlagert wird.

Werden pro EVG ein Paar von Leuchtstofflampen eingesetzt, die von einem gemeinsamen Wechselspannungsgenerator gespeist werden, so bewirkt das erfindungsgemäße induktive Symmetrieelement einen symmetrischen Betrieb beider Leuchtstofflampen. Eine spannungsgesteuerte Wendelbeheizung ermöglichen die lampenindividuellen Heizübertrager, welche mit ihrer Primärwicklung am Wechselspannungs-Ausgangskreis angeschlossen sind. Über eine Primärstromerfassung kann die Steuer- und Regeleinrichtung jederzeit Rückschlüsse auf die Heizwendelbeschaffenheit ziehen und so bereits beschädigte Leuchtstofflampen oder in Kürze ausfallende Leuchtstofflampen identifizieren.

Weitere vorteilhafte Aspekte und Ausführungsformen der erfindungsgemäßen Ausgangs-Schaltung sind in den Unteransprüchen näher ausgeführt. Gestützt auf die Zeichnung werden nachfolgend Ausführungsbeispiele der Erfindung näher erläutert. Es zeigen

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen EVG,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Systemgedankens, bei dem mehrere dezentrale EVGs mit einem zentralen Steuergerät über eine Busleitung 12 verbunden sind,

Fig. 3 ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels der erfindungsgemäßen Steuer- und Regelungseinrichtung als integrierte Schaltung 17,

Fig. 4 ein Prinzipschaltbild eines Eingangskreises 20 mit zwei Meßwerterfassungen,

Fig. 5 ein Ausführungsbeispiel der transformatorgekoppelten Wendelbeheizung einer Leuchtstofflampe mit drei Meßfühlern,

Fig. 6 ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Ausgangskreises 40 mit Symmetrieelement TR1 für zwei Leuchtstofflampen,

Fig. 7 ein Prinzipschaltbild des Wechselspannungsgenerators mit ihn ansteuernder Treiberschaltung 31,

Fig. 8a-c jeweils ein Blockschaltbild der Sende- und Empfangseinrichtung 10 mit verschiedenen ausgestalteten Koppelschaltungen zur Busleitung 12,

Fig. 9 ein Helligkeits-Zeitdiagramm zur Erläuterung des Abschalt- und des Notbeleuchtungsbetriebes,

Fig. 10 ein Helligkeits-Zeitdiagramm zur Erläuterung der Softstart- bzw. Softstop-Funktion bei einer Systemkonfiguration gem. Fig. 2.

Fig. 1 zeigt zunächst ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels eines erfindungsgemäßen EVGs. Die Netzspannung  $U_N$  wird - ggf. über einen Schalter S1 - dem Eingangsschaltkreis 20 (Gleichrichterschaltkreis) zugeführt. Dieser erzeugt die Zwischenkreisspannung  $U_0, U_{dc}$ , die dem Wechselspannungsgenerator 30 (Wechselrichter) zugeführt wird. Der Wechselspannungsgenerator 30 gibt seine hochfrequente Ausgangsspannung  $U_{HF}$  an einen Ausgangs-Lastkreis 40 ab, der eine oder mehrere Leuchtstofflampen LA1, LA2 enthält. Sowohl dem Wechselspannungsgenerator 30 als auch dem Lastkreis 40 sind eine Mehrzahl von System-Meßwerten (Prozeßgrößen) entnehmbar. Gemeinsam werden die Meßwerte einer Steuer- und Regelschaltung 17 zugeführt, die ihrerseits die digitalen Ansteuersignale für den Wechselrichter 30 erzeugt. Diese werden über eine Treiberschaltung 31 potentialverschoben und den Ausgangs-MOS-FETs des Wechselrichters zugeführt. Der Steuer- und Regeleinrichtung 17 ist außerdem eine Sende- und Empfangseinrichtung 10 zugeordnet, die über eine Busleitung 12 mit anderen EVGs und/oder mit einem zentralen Steuergerät 50 verbunden ist.

Letzteres wird von Fig. 2 gezeigt. Dort sind eine Mehrzahl von EVGs 60-1, 60-2, 60-3, ..., 60-i an einer gemeinsamen Busleitung 12 angeschlossen. Alle EVGs sind über diese Busleitung mit dem zentralen Steuergerät 50 verbunden, dem eine Anzeigeeinheit 51 zugeordnet ist. Über die Busleitung 12 wird es nun möglich, einzelne oder mehrere der genannten EVGs anzusteuern und ihnen Befehle zu übertragen, wie Ausschalten, Einschalten, Zünden o. ä. Auch können Helligkeitswerte voreingestellt werden und im Gegenzug Fehlerinformationen von den einzelnen Geräten abgefragt werden. So ist das Steuergerät 50 jederzeit über den Gesamt-Systemzustand informiert, wodurch ein hohes Maß an Betriebssicherheit gewährt werden kann und eine

beschleunigte Wartung der dezentralen EVGs, bzw. für deren Leuchtstofflampen, möglich wird.

Die in Fig. 1 gezeigten Funktionsblöcke 20, 30, 40, 10, 17 werden anhand der folgenden Figuren nun näher erläutert.

Fig. 3 zeigt hierzu die Steuer- und Regeleinrichtung 17 als integrierte Schaltung. Ihr werden die Vielzahl von Meßwerten  $m$ , welche den Prozeßsignalen der Fig. 1 entsprechen, zugeführt. Sie gibt zwei digitale Ansteuersignale für die Endstufen Transistoren des Wechselrichters 30 ab, die über eine Treiberschaltung 31 noch verstärkt und potentialverschoben werden.

Neben den  $m$  Meßwerten werden der Steuer- und Regeleinrichtung 17 auch  $n$  Sollwerte zugeführt. Diese beeinflussen das vorgebbare Steuer- und Regelverhalten. Weiterhin ist als Teil der Steuer- und Regelschaltung 17 oder separat eine Sende- und Empfangseinrichtung 10 vorgesehen, die direkt oder mittels eines Koppelschaltkreises mit der Busleitung 12 verbunden ist. Sie bildet die serielle Schnittstelle, die es der Steuer- und Regeleinrichtung ermöglicht, Fehler- und Betriebszustandsinformationen dem zentralen Steuergerät 50 zu übermitteln.

Die zuvor genannten  $n$  Sollwerte können auch dieser Sende- und Empfangseinrichtung 10 zugeführt werden, die sie nach entsprechender Aufbereitung an die Steuer- und Regelschaltung 17 weitergibt. Sollwerte können beispielsweise sein der Notbeleuchtungspegel (NOT), der minimale Helligkeitspegel (MIN) und der maximale Helligkeitspegel (MAX), innerhalb letzterer beider kann sich der vorgebbare Helligkeitspegel (DIMM) im Betrieb bewegen.

Als Befehls- und Datenworte sowie als Fehlerinformationsworte werden serielle digitale Datenworte verwendet, deren Länge 8 bit ist. Andere Wortlängen sind möglich. Jedem dezentralen EVG wird eine Adresse zugeordnet, die es ermöglicht, einzelne EVGs über die Adresse der Sende- und Empfangseinrichtung 10 anzusprechen und Informationen von ihnen abzufragen oder ihnen Befehle zu erteilen. Die bidirektionelle Arbeitsweise der Busleitung 12 ermöglicht ein problemloses und aufwandsarmes Verkabeln einer Vielzahl von dezentralen EVGs mit einem zentralen Steuergerät (50).

Fig. 4 zeigt ein Prinzipschaltbild eines Eingangskreises, wie er zur Speisung des Wechselspannungsgenerators 30 aus einem Versorgungsnetz mit der Spannung  $U_N$  verwendbar ist. Der Eingangskreis besteht aus kapazitiven Eingangsfiltern sowie ggf. aus einer Oberwellendrossel. Die Kondensatoren in Y-Schaltung dienen der Funkentstörung. Ihnen ist ein Überspannungsableiter oder ein VDR parallel geschaltet. Es schließt sich ein Vollwellengleichrichter an, der dann entfallen kann, wenn das Gerät betriebsmäßig mit Gleichspannung betrieben wird. Dem Gleichrichter nachgeschaltet ist ein Zwischenkreiskondensator C4, der sich bei 220 V Netzspannung auf ca. 300 V mit einer Restwelligkeit von ca. 10 % auflädt.

Aufgrund eines niedrig zu haltenden Crestfaktors sollte die Zwischenkreisspannung  $U_0$  gut geglättet sein.

Parallel zum Zwischenkreiskondensator C4 liegt ein Spannungsteiler R18,R28 an dem ein der Zwischenkreis-Spannung proportionales Meßsignal abgreifbar ist. An einem Tiefpaß R21,C25 wird ein der Versorgungsspannung proportionales Signal erfaßt und

ebenso, wie das zwischenkreisspannungs-abhängige Meßsignal der Steuer- und Regeleinrichtung 17 zugeführt. Beide Meßsignale dienen der Versorgungsspannungs-Überwachung und damit der Betriebssicherheit des EVG.

Fig. 5 zeigt ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Lastkreises 40 mit einem Heizübertrager L5 für die Vorheizung der Wendeln der Leuchtstofflampe LA1. In Fig. 5 ist lediglich einer von einem Paar von Lampenkreisen gezeigt. Das Ausführungsbeispiel der Erfindung weist ein Paar dieser Zweige auf, d. h. zwei Leuchtstofflampen LA1,LA2 an einem Wechselspannungsgenerator-Ausgang, der die hochfrequente Wechselspannung  $U_{HF}$  zwischen den in Serie geschalteten Leistungs-Schalttransistoren V21 und V28 abgibt. Der Wechselspannungsgenerator wird aus der in Fig. 4 gezeigten Eingangsschaltung 20 mit einer Zwischenkreisspannung  $U_{dc}$  versorgt. Da die Leuchtstofflampen einen negativen Innenwiderstand bei Betrieb besitzen, müssen sie beim Zündvorgang (ZÜND) mit hohen Spannungsspitzen und beim Heizen der Wendeln mit entsprechender Heizenergie versorgt werden. Ausgehend von dem Ausgangsanschluß des Wechselrichters 30 führt ein Serienresonanzkreis L2,C15 über ein Symmetrieelement TR1, welches später erläutert wird, auf die Entladungsstrecke H2,H4 der Leuchtstofflampe. Weiterhin ist zu der Leuchtstoffröhre ein Meßwiderstand R32 in Serie geschaltet, an welchem eine dem Lampenstrom  $I_{L1}$  proportionale Spannung abgegriffen und der Steuer- und Regelschaltung 17 zugeführt wird. Zwischen Spule L2 und Kondensator C15 ist ein Zündkondensator C17 gegen Erde (NULL) geschaltet. Mit Hilfe dieser Anordnung kann die Dimmerkennlinie der Entladungslampe vergleichmäßigt werden, da bei steigender Frequenz der Widerstand des Kondensators C15 abnimmt und der Widerstand der Entladungslampe zunimmt. Parallel zu dem Zündkondensator C17 liegt auch die Primärwicklung des Heizübertragers L5 sowie in Serie zu dieser weiterhin eine Zenerdiode V15 und ein Meßwiderstand R10. An letzterem wird eine dem Heizwendelstrom  $I_{W1}$  proportionale Spannung abgegriffen und dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 als weitere Systemmeßgröße zugeführt. Da der Wechselrichter 30 eine Ausgangsspannung einprägt und der Heizübertrager im wesentlichen parallel zur Leuchtstofflampe LA1 liegt, wird über den Heizübertrager auf seine Sekundärwicklungen eine Spannung eingeprägt. Die beiden Sekundärwicklungen versorgen je potentialfrei eine der beiden Heizwendeln H1,H2 und H3,H4. An dem primärseitigen Meßwiderstand R10 wird so die Summe der Heizwendelströme  $I_{W1}$  gemessen.

Die weiterhin in Serie geschaltete Zenerdiode V15 erzeugt in der Primärwicklung von L5 eine Gleichstromkomponente, die aber nicht übertragen wird, sondern im

Lampenstrom  $I_{L1}$  fehlt und damit die Entladung der Lampe mit einem zusätzlichen Gleichstromanteil in der Größenordnung von ca. 1 % des tatsächlichen Entladungsstromes versorgt. Dies verhindert den Effekt der "laufenden Schichten", die bei Dimmung der Lampen auftreten. Die "laufenden Schichten" bestehen aus insbesondere beim Dimmen auftretenden Hell-/Dunkelzonen, die mit einer vorgegebenen Geschwindigkeit längs der Röhre laufen. Ein Überlagern von geringem Gleichstrom beschleunigt diesen Lauffeffekt derart, daß er nicht mehr störend wirkt.

Zum Heizen wird der Wechselrichter 30 mit einer hohen Frequenz  $f_{max}$  betrieben, so daß an C17 eine Wechselspannung auftritt, die nicht zum Zünden der Lampe LA1 geeignet ist. Über L5 werden in diesem Betriebszustand die Wendeln der Lampe beheizt, wobei, bedingt durch den Kaltleitereffekt der Wendeln, die Lampe zuerst einen hohen und dann einen geringeren Heizstrom aufnimmt. Nach ca. 750 msec Vorheizzeit wird die Zündung (ZÜND) der Lampe eingeleitet.

Beim Zünden der Leuchtstofflampe wird die Frequenz  $f$  des Wechselrichters 30 reduziert, sodaß sie näher an die Resonanzfrequenz  $f$  des Ausgangs-Serienresonanzkreises L2,C15 herankommt. Dadurch entsteht an C17 eine Spannungsüberhöhung, die in der Größenordnung von ca. 750 V (Spitze) liegt. Hierdurch wird eine funktionsfähige Lampe gezündet.

Sobald die Lampe LA1 oder LA2 gezündet hat, wird der Serienresonanzkreis L2,C15 oder L3,C16 stark bedämpft. Dies bewirkt einerseits eine Verschiebung der Resonanzfrequenzen  $f_0$  und andererseits ein sofortiges Absinken der an der jeweiligen Lampe liegenden Wechselspannung. Das Absinken wird über den parallel zur Lampe geschalteten Spannungsteiler R27,R25 von dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 erkannt. Dieser leitet daraufhin die eigentliche Betriebsphase (DIMM) der Lampen ein.

Zum effektiven Betrieb der Lampe wird die Frequenz  $f$  des Wechselrichters 30 so geregelt, daß die Leistung der Lampe dem vorgegebenen Sollwert, d. h. dem gewünschten Helligkeitsniveau, entspricht. Je höher die Frequenz im Betriebszustand wird, desto geringer wird die Lampenhelligkeit. Die Betriebsfrequenz des Wechselspannungsgenerators 30 kann dabei durchaus auch auf Werte verschoben werden, die in der Größenordnung der Heizfrequenz oder darüber liegen. Auch kann bei einer maximalen Leistung (MAX) eine Ausgangsfrequenz eingestellt werden, die unterhalb der Zündfrequenz, aber noch oberhalb der Resonanzfrequenz des Serienresonanzkreises L2,C15 liegt.

Der Betriebszustand des Lampenkreises 14 kann abhängig von der eingesetzten Lampe, beispielsweise Argon-, Krypton-Lampe, oder abhängig von der gewählten Lampenleistung, stark variieren.

Die Kombination aus dem Kondensator C24 und den Dioden V30, V31 bewirkt eine frequenzabhängige Bedämpfung des Ausgangskreises bei Spannungsüberhöhung. Sie ist vor allem dann wichtig, wenn hohe Frequenzen und hohe Impedanzen vorkommen, also z.B. bei

fehlender Lampe oder beim Vorheizen bei bereits warmer Wendel Die Beschaltung dieser Art hilft, die Spannungsüberhöhung bei nicht gezündeter oder fehlender Lampe dann zu begrenzen, wenn sie unerwünscht ist. C24 ist so gewählt, daß die Bedämpfung zum Zündzeitpunkt klein genug bleibt.

Fig. 6 zeigt den Ausgangskreis der Fig. 5 für den zweiflämmigen - zwei Leuchtstofflampen an einem Wechselrichter - Betrieb. Hier ist auch der Symmetrieübertrager TR1 vollständig eingezeichnet. Jede Wicklung wird von einem der beide Lampenströme durchflossen. Dies geschieht gegenseitig, so daß bei Stromamplituden-Abweichung eine resultierende Magnetisierung entsteht, die in dem induktiven Element eine Spannung induziert, welche symmetrierend wirkt. Ein solcher Übertrager ist vorteilhaft, wenn durch Bauteiltoleranzen und Lampentoleranzen sowie unterschiedlichen Temperaturbedingungen die beiden Lampen im gedimmten Zustand unterschiedlich hell brennen würden. Durch das Symmetrieelement TR1 wird dies bei zweilampigen Leuchten vermieden. Werden mehrere Paare von Lampen an einem Wechselspannungsgenerator-Ausgang betrieben, so ist für jeweils ein Paar ein solches Symmetrieelement TR1 vorzusehen.

Aus Fig. 6 ist weiterhin ersichtlich, daß jeder Leuchtstofflampe ein individueller Serienresonanzkreis vorgeschaltet ist sowie ein individueller Zündkondensator C17, C18 parallelgeschaltet ist. Dies ermöglicht eine relativ unabhängige Zündphase sowie einem Gleichlauf im Dimmbetrieb. Parallel zu den Zündkondensatoren C17, C18 liegt jeweils ein Spannungsteiler R25-R28, die ein der Ausgangs-Wechselspannung proportionales Signal an die Steuer- und Regeleinrichtung 17 führen. In gleicher Weise ist es auch möglich, die Spannungsteiler direkt parallel zur Leuchtstofflampe zu schalten, d. h. hinter das Symmetrieelemente TR1. In Serie zu den Lampen, dies war anhand von Fig. 5 bereits für einen Lampenkreis erläutert, findet sich je ein Strommeß-Shunt R31, R32. An ihnen wird ein dem Lampenstrom proportionales Signal gewonnen, welches im Steuer- und Regelschaltkreis 17 mit dem vorgenannten Lampenspannungssignal multiplizierbar ist. Auf diese Weise wird sichergestellt, daß jederzeit ein der tatsächlichen Lampenleistung  $P_{ist}$  bzw. der Helligkeit E proportionales Signal zur Verfügung steht, das einer genauen Helligkeitsregelung als Istwert vorgebbar ist.

Fig. 7 zeigt detaillierter den Wechselrichter 30 mit seinen Ausgangs-Leistungstransistoren V28, V21. Zwischen ihnen wird die hochfrequente Wechselspannung  $U_{HF}$  an den zuvor erläuterten Lastkreis 40 abgeben. Angesteuert werden die beiden Leistungstransistoren über einen Ansteuer-Schaltkreis 31, der seine Steuersignale von dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 erhält. Ggf. kommen unsymmetrische Abschalt-/Einschaltverzögerungen für die jeweiligen Transistoren in Betracht, so daß ein gemeinsames Leiten beider Transistoren V21, V28 grundsätzlich vermieden werden kann. Der obere Transistor wird über eine (nicht eingezeichnete)

Bootstrap-Schaltung versorgt, der untere Transistor und die Systemsteuerung 10, 17, 31 erhalten ihre Ansteuerungsspannung über einen Vorwiderstand und einen Glättungskondensator C5 aus der Zwischenkreisspannung  $U_0$ . Neben der genannten Stromversorgung aus dem Zwischenkreis findet auch eine verlustarme Wechselspannungskopplung aus dem schwingenden Wechselrichter 30 über einen Koppelkondensator C21, die Dioden V12, V7 und die Induktivität L7 in die Speicherkapazität C5 statt.

Der durch den Vorwiderstand oder eine Stromquelle  $I_q$  dem Glättungskondensator C5 zuführbare Strom ist ausreichend, um das IC31 und die Steuer- und Regelschaltung 17 im abgeschalteten Betrieb (SLEEP) zu versorgen.

Bei Betrieb des Wechselrichters reicht die über einen Kondensator C21 ausgekoppelte, über die genannten Bauteile V12, V7, L7 gleichgerichtete und über C5 geglättete lasteingekoppelte Versorgung aus. Diese Versorgungsspannungsgewinnung ist nahezu verlustfrei, da lediglich reaktive Elemente zur Strombegrenzung eingesetzt werden. Mittels der in den unteren Wechselrichter-Halbzeit des Transistors V21 eingeschalteten antiparallelen Dioden V14, V15 und dem diesen parallel geschalteten Widerstand R34 wird eine dem Zweigstrom  $I_{max}$  proportionales Spannungssignal  $U_{Kap}$  gewonnen. Dieses wird, wie die anderen Prozeßsignale dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 zugeführt. Er kann hieraus die Stromrichtung des durch den Wechselrichter im Moment vor dem Öffnen von V21 fließenden Stromes feststellen. Ist dieser Strom negativ, so befindet sich der Lastkreis 40 des Wechselrichters 30 in einem unzulässigen kapazitiven Bereich. Er stellt hierbei eine Gefahr für den steuernden Wechselrichter dar. Neben der reinen Amplituden-Detektion kann auch eine Phasenlagen-Betrachtung herangezogen werden, bei der der Laststrom  $I_{L1}$  in Bezug zum Wechselrichter-Zweigstrom  $I_{max}$  gesetzt wird und hieraus die relative Phase beider Ströme zur Detektion des Betriebszustandes herangezogen wird.

Eine Erkennung eines unzulässigen kapazitiven Betriebsverhaltens wird von der Steuerschaltung 17 mit einer Erhöhung der Betriebsfrequenz  $f$  des Wechselrichters 30 beantwortet, womit der Lastkreis 40 wieder induktiv betrieben wird. Die vorgenannte kapazitive Betriebsweise tritt vorwiegend bei geringer Versorgungsspannung auf. Mit der Zweigstromerfassung kann ein Zerstören von Bauelementen sicher vermieden werden.

Fig. 8 zeigt die Sende- und Empfangseinrichtung 10 sowie das ihr vorgeschaltete Koppelfilter, mit dem die Busankopplung zu der Steuerleitung 12 erfolgt. Der Digitalschnittstelle 10 sind in diesem Beispiel die Sollwerte für minimale-, maximale- und Notbeleuchtungshelligkeit ( $U_{NOT}$ ,  $U_{MIN}$ ,  $U_{MAX}$ ) vorgegeben. Weiterhin ist ein Digital Eingang DAT vorgesehen, über den sowohl die Steuersignale von einem zentralen Steuergerät zum dezentralen EVG gelangen, als auch die Fehlersignale von dem dezentralen EVG zu dem zentralen Steuergerät

übermittelt werden. Das serielle Interface ermöglicht die Fernsteuerung des elektronischen Vorschaltgerätes durch ein digitales Befehlssignal oder Befehlswort. Als solches digitales Signal ist ein 8 bit-Datenwort vorgesehen. Es wird von den beiden Kondensatoren C22, C23 differenziert, sodann um die Hälfte der Versorgungsspannung des Regelschaltkreises 17 bzw. des Sende- und Empfangsschaltkreises 10 potentialverschoben und dann über einen Dämpfungskondensator C12 dem Digitaleingang DAT der Schnittstelle 10 zugeführt. Hierdurch können sowohl die 50 Hz-Netzfrequenz unterdrückt, als auch die Eingangsströme jeder Schnittstelle geringgehalten werden. Fig. 8b zeigt eine weitere Ausgestaltung der Busankopplung. Hierbei sind die beiden Busleitungen 12 mit dem Dateneingang der Digitalschnittstelle induktiv gekoppelt. Werden EVGs mit dem in Fig. 8a dargestellten Koppelfilter an verschiedenen Phasen des Drehstromnetzes betrieben, können Ausgleichsströme fließen, die die Datenübertragung störend beeinflussen. Diese Ausgleichsströme können zwar in der Schaltung gemäß Fig. 8b ebenfalls fließen, sie heben sich allerdings auf, da keine primärseitige Masseverbindung existiert. Eine vorteilhafte Weiterbildung dieser Schaltung zeigt Fig. 8c. Durch die Verwendung einer Sekundärwicklung mit Mittelanzapfung wird die Schaltung verpolungssicher. Anwendbar ist auch eine optische Kopplung, jedoch weist diese einen erhöhten Stromverbrauch auf.

Als Stellsignale werden 255 (entsprechend 8 bit) Helligkeitswerte vorgesehen. Auch das Steuersignal "AUS", dargestellt durch das binäre Wort "Null" ist möglich. Durch das vorgenannte Signal AUS versetzt sich das Gesamt-EVG sofort oder nach einer geringen Zeitspanne in einen stromsparenden Abschaltmodus (SLEEP). In ihm wird der Meßstromverbrauch des gesamten Vorschaltgerätes minimal. Der Wechselrichter 30 und die Ansteuerschaltung 31 werden stillgelegt und ggf. nach geringer weiterer Zeitverzögerung auch die wesentlichen Baugruppen des Steuer- und Regelschaltkreises 17. Lediglich die Empfangsschaltung der Sende- und Empfangseinrichtung 10 und die Überwachungsschaltung für die Erkennung eines Notbetriebes (NOT) bleiben aktiviert. Die Gesamtkreisleistung sinkt damit unter 1 W. Trifft jedoch in einem solchen Zustand ein neues Stellsignal ein, so nimmt die Steuer- und Regelschaltung 17 sofort die Einschaltsequenz vor, die mit Vorheizen und Zündvorgang (ZÜND) in den stationären Betrieb überleitet und dort wird für eine sofortige Einstellung des gewünschten Helligkeitswertes (DIMM) gesorgt.

Neben der Steuerung der Helligkeit und des Notbeleuchtungsmodus sowie des Abschalt-Modus (SLEEP-Mode) obliegt dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 auch die Aufgabe, sämtlichen vorgenannten Prozeßgrößen die Informationen zu entnehmen, die zur Überwachung und Steuerung des EVG von Wichtigkeit sind.

Dies sind die Spannungsüberwachung, die Notbetriebs-Aufrechterhaltung und die Überwachung der Leuchtstofflampen hinsichtlich Wendelbruch oder Gas-

defekt. Auch werden durch die Meßgrößen die verschiedenen Betriebszustände der Leuchtstoffröhre, wie Zünden, Vorheizen und stationärer Betrieb unterscheidbar. Nachfolgend sollen die gemessenen und zur Überprüfung herangezogenen Prozeßgrößen zusammengefaßt werden:

Versorgungsspannung  $U_{ac}$ ,  $U_N$ ,  
Unter-/Überspannung  $U_{Nmin}$ ,  $U_{Nmax}$ ,  
Batteriespannung  $U_B$ ,  
Zwischenkreisspannung  $U_0$ ,  $U_{dc}$ ,  
Lampenstrom/Betriebsstrom  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  
Lampenspannung  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$ ,  
Ausgangsspannung  $U_{HF}$ ,  
Ausgangsstrom  $I_{HF}$ ,  
Wendelstrom  $I_{W1}$ ,  $I_{W2}$ ,  
Wechselspannungsgenerator-Zweigstrom  $I_{Kap}$ .

Anhand der aufgeführten Größen werden Überspannung und Unterspannung im Zwischenkreis und im Versorgungskreis erfaßt. Die Steuer- und Regelschaltung 17 schaltet dabei alle Funktionen ab, wenn die Spannung zu hoch wird, und kann erst wieder in Funktion gehen, wenn die Spannung einmal ab- und wieder zugeschaltet wurde.

Das Auftreten von Unterspannung - welches zu einem gefährdenden kapazitiven Betrieb des Wechselrichters führt - wird damit beantwortet, daß die Ansteuerschaltung 31 gesperrt wird. Solange die Netzversorgung nicht die notwendige Spannung um den Heizvorgang der Wendeln zu garantieren und den kapazitiven Betrieb zu vermeiden, nimmt die Steuer- und Regeleinrichtung 17 keine Zündung vor. Erst nach Überschreiten eines vorgebbaren Schwellenwertes wird der Zündvorgang ausgelöst. Dieses geschieht automatisch.

Eine Notbetriebsumschaltung auf eine vorgebbare Notbeleuchtungs-Helligkeit erfolgt beispielsweise dann, wenn über den üblichen Wechselspannungs-Versorgungseingang des Einschaltkreises 20 und über den Meßfühler R21, C25 (Fig. 4) eine Gleichspannung  $U_N$  von dem Regelschaltkreis 17 erkannt wird. Hierzu dient eine Zähllogik, die bei Ausbleiben der Über- oder Unterschreitung eines vorgegebenen Schwellenwertes den Notbetrieb einleitet. Dies kann nach einer vorgegebenen Totzeit geschehen, die einzelne, möglicherweise fehlende, Halbwellen, überbrückt.

Fällt in einem Leuchtensystem die normal speisende Wechselspannung  $U_{ac}$ ,  $U_N$  aus, so wird eine Notspannungsversorgung  $U_B$ , die aus Batterien oder einem Generator gewonnen wird, auf die Netzspannungsleitung gelegt. Dies erkennen die EVGs automatisch.

Im Notbetrieb wird die Helligkeit der Leuchtstofflampen nicht mehr durch den digital vorgegebenen Helligkeitswert DIMM vorgegeben, sondern durch einen dezentral am Gerät vorgebbaren Trimmwert, der über den Eingang  $U_{NOT}$  vorgebar ist. Sollte sich das EVG beim Eintreten dieses Notbetriebes im Abschalt-Modus (SLEEP) befinden, d. h. Lampe und Wechselrichter abgeschaltet, so führt es zuerst den normalen Zündvorgang (ZÜND) durch, um nachher auf die Notbetriebs-Helligkeit zu stellen.



Bei erkanntem Ende des Notbetriebszustandes geht das EVG in den vorherigen Zustand zurück, dies kann der AUS-Zustand sein, wenn sich das EVG vorher dort befand. Dies kann jedoch auch der ursprüngliche Helligkeitswert (DIMM) sein, sofern dieser vor Anforderung des Notbetriebes vorlag.

Über die Erfassung des Wendelstromes erfolgt eine Erkennung, ob entweder eine Lampe nicht eingesetzt ist oder eine der beiden Wendeln gebrochen ist. In einem dieser Fehler-Fälle wird der Wechselrichter 30 an seiner maximalen Frequenz  $f_{\max}$  betrieben, was einerseits einen nach wie vor fließenden Heizstrom zur Folge hat, wenn die defekte Lampe ausgetauscht worden ist und andererseits die Spannung an der defekten Lampe auf das kleinstmögliche Maß heruntersetzt. Dies ist zur Einhaltung der Sicherheitsbestimmung nach VDE wichtig. Der induktive Teil des Serienresonanzkreises im Ausgang wird bei der genannten hohen Frequenz  $f_{\max}$  gegenüber dem kapazitiven Widerstand des Zündkondensators C17 so hoch, daß die Spannung am Ausgang auf ungefährliche Werte beschränkt wird und keine Gefahr für das Wartungspersonal besteht.

Bei Einsetzen einer funktionsfähigen Lampe wird ohne weitere Maßnahmen nach Abwarten der Vorheizdauer der Zündvorgang (ZÜND) eingeleitet.

Die interne Ablaufsteuerung im Steuer- und Regelschaltkreis 17 begrenzt weiterhin auch die Anzahl der Startversuche auf zwei und setzt (sendet) immer dann, wenn ein Fehlerfall vorliegt, wenn z. B. die Lampe fehlt, wenn ein Wendelbruch oder ein Gasdefekt vorliegt, ein Fehlersignal über die Sende- und Empfangseinrichtung 10 auf dem bidirektionalen Bus 12 ab. Dies gilt auch im Notbetrieb, da beim Defekt der Lampe der Notbetrieb nicht eingehalten werden kann.

Verdrahtungsfehler, die zu einem Kurzschluß der Entladungsstrecke der Lampe führen, können aufgrund der Prozeßsignale dann erfaßt werden, wenn die Lampenspannungen auf einen vorgegebenen minimalen Wert hin überwacht werden. Dabei führt eine Unterschreitung dieses vorgegebenen Wertes, wie bei der Netzüberspannungs-Überwachung zu einem Abschalten des gesamten EVG.

Auch die Zündunwilligkeit der Lampe, z. B. durch Gasdefekt, wird von dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 erkannt. Wenn die Lampe innerhalb einer vorgegebenen Zündvorgabezeit nicht gezündet werden kann, d. h. wenn ein Abfallen der Spannung an dem Zündkondensator C17 innerhalb dieser Zeitspanne nicht eintritt, greift die genannte Sperre ein.

Neben einem vollständigen Abschalten und einer Fehlermeldung kann auch eine Wiederholzeit abgewartet werden, nach der ein erneuter Zünd- und Startversuch unternommen wird. Wird auch hierbei kein Zünderfolg bewirkt, so reagiert die Steuer- und Regelschaltung 17 wie bei Heizwendelbruch und setzt die Frequenz des Wechselrichters 30 auf maximalen Wert  $f_{\max}$ .

Bei Austauschen der Lampe, was der Steuer- und Regelschaltkreis 17 an einem Ansteigen der Lampenspannung oder an einem Verändern des Heizwen-

delstromes erkennt, erfolgt nach Wiedereinsetzen einer neuen Lampe neuerlich ein Zündversuch.

Zur Helligkeitsregelung der Leuchtstofflampen sei folgendes erläutert. Es findet eine echte Helligkeitsregelung Anwendung, da diese lampentypunabhängig gleiche Lampenleistungen - bei im wesentlichen gleichem Lampenwirkungsgrad - gewährleistet. Die istwertbestimmenden Meßgrößen Lampenstrom, Lampenspannung werden multipliziert und analog oder digital mit den über die Sende- und Empfangseinrichtung 10 ferngesteuert vorgegebenen Sollwerten verglichen. Das Vergleichsergebnis steuert unmittelbar oder über einen Regler die Frequenz  $f$  des Wechselspannungsgenerators 30. Wird eine genauere Helligkeitsabstufung gewünscht, so kann eine logarithmische Sollwertanpassung erfolgen. Auf gleiche Weise kann eine exponentielle Istwertgewichtung durchgeführt werden. Neben der Lampentypunabhängigkeit wird auch eine Kompensation von Lampenalter, von der bestehenden Betriebstemperatur und auch von der möglicherweise schwankenden Netzspannung  $U_N$  erreicht.

Mit der prozeßsignalgesteuerten Betriebszustandsüberwachung wird es auch möglich, das Zünden der Lampen auf kleine Helligkeitswerte durchzuführen, wobei der normalerweise auftretende Lichtimpuls vermieden werden kann. Letzterer ist bedingt durch die sich im Ausgangskreis durch den Zündvorgang speichernde Energie, die dann nach Zünden schlagartig in die Lampe entladen wird. Zur Unterdrückung bzw. Beseitigung wird eine schnelle Zünderkennung - über die Änderung der Lampenbrennschpannung  $U_{L1}, U_{L2}$  - vorgesehen, sowie eine schnelle Reduktion des Lampenstroms nach dem Zünden ausgeführt. Letzteres durch augenblickliche Verschiebung der Wechselrichter-Ausgangsfrequenz in Richtung zu höheren Frequenzen hin. Hierdurch wird der Glimmereich zwischen dem Zünden und der stationären Gasentladung künstlich verlängert. Hierdurch würde unter normalen Umständen eine Reduktion der Lampenlebensdauer auftreten. Dies wird gem. dem Ausführungsbeispiel jedoch vermieden, da die Verlängerung der Glimmphase nur für die kritischen niedrigen Helligkeitswerte eingesetzt wird. Für große Helligkeitswerte wird der Strom auf einem höheren Pegel gehalten, wodurch die Glimmphase verkürzt wird. Dies kann über digitale Steuerworte und die Sende- und Empfangseinrichtung 10 per Software eingestellt werden.

In Fig. 9 ist ein Helligkeits-Zeitdiagramm dargestellt, in welchem die Helligkeit der von dem EVG gemäß Fig. 1 gesteuerten Lampe zeitabhängig variiert wird. Zunächst ist maximale Helligkeit vorgesehen, es folgt ein über die Binsleitung 12 und die Digitalschnittstelle 10 vorgegebener Abschalt-Zyklus. Die Helligkeit wird gem. einer vorgegebenen Steigung bis auf Null reduziert, sodann schalten sich der Wechselrichter 30, seine Treiberschaltung 31 und wesentliche Teile des Steuer-ICs 17 zur Stromersparnis ab. Ein daraufhin folgender Notbeleuchtungs-Zustand führt - trotz abgeschaltetem System - zu einem gesteuerten Zünden sowie einem Aufbau der Helligkeit der Lampe auf die voreingestellte



Notbeleuchtungshelligkeit (NOT). Diese ist über die Sollwert-Vorgabe  $U_{NOT}$  für jedes dezentrale EVG veränderbar. Ebenso ist der in Fig. 9 eingezeichnete maximale und minimale Helligkeitswert (MIN, MAX) über eine entsprechende Sollwertvorgabe einstellbar oder abgleichbar.

In Fig. 10 ist ein programmtechnisch gesteuerter "Softstart" als Helligkeits-Zeitdiagramm schematisch dargestellt. Das EVG 60 befindet sich zunächst in abgeschaltetem Zustand (AUS). Der Befehl "Softstart" führt nun entweder auf ein automatisches steigungsgeregeltes Ansteigen der Lampenhelligkeit - nach deren Zündung - oder zu einem programmgesteuerten inkrementalen Anwachsen der Lampenhelligkeitsstufen. Im letzteren Fall werden von dem zentralen Steuergerät 50 aus in bestimmten Zeitabschnitten inkremental wachsende Helligkeitswerte gesendet. Die dezentralen EVGs folgen den Anforderungen nahezu verzögerungslos. Hierdurch wird ein Änderungsgeschwindigkeits-gesteuertes (geregelter) Ansteigen und Abfallen der dezentralen Lichtquellen möglich.

#### Patentansprüche

1. Ausgangs-Schaltungsanordnung für ein elektronisches Vorschaltgerät (EVG),  
gekennzeichnet durch  
mindestens ein Paar von Serienresonanzkreisen (L3, C18; L2, C17), die den Ausgang des Wechselspannungsgenerators (30, WR) des elektronischen Vorschaltgeräts (EVG) mit je einem Paar von Gasentladungslampen (LA1, LA2, GE-Lampe) verbinden, mindestens ein Paar von Zündkondensatoren (C17, C18), von denen je einer eines Paares parallel zu je einer eines Paares von GE-Lampen (LA1, LA2), geschaltet ist, und  
mindestens ein induktives Symmetrieelement (TR1), das von den Lampenströmen ( $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ) je eines Paares von GE-Lampen (LA1, LA2) gegenseitig magnetisierbar ist.
2. Ausgangs-Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,  
daß der Zündkondensator (C17, C18) zwischen der Spule (L2, L3) und einem Kondensator (C16, C15) des Serienresonanzkreises angreift.
3. Ausgangs-Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß das Symmetrieelement (TR1) ein Zweiwicklungs-Übertrager ist, dessen beide Wicklungen gleiche Windungszahlen aufweisen.
4. Ausgangs-Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß mindestens ein Paar von Strommeßgliedern (R31, R32), vorzugsweise ein Paar von niederohmi-

gen Shunts, vorgesehen ist, wobei je ein Strommeßglied (R31, R32) in Serie zu je einer Gasentladungslampe geschaltet ist, daß mindestens ein Paar von Spannungsmeßgliedern (R25-R28), vorzugsweise ein Paar von Spannungsteilern vorgesehen ist, wobei je ein Spannungsmeßglied (R25, R27, R26, R28) parallel zu je einer Gasentladungslampe geschaltet ist und daß alle den Meßgliedern entnommenen Meßgrößen ( $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$ ,  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ) der Steuer- und/oder Regelungszugeführt werden.

5. Ausgangs-Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,  
daß die Heizwendeln je einer Gasentladungslampe von je einem Heizübertrager (L5, L4) mit einer Primär- und je einer Sekundärwicklung für jede Heizwendel der Gasentladungslampe spannungsgesteuert beheizbar sind, wobei jeder Heizübertrager (L4, L5) primärseitig parallel zu der Gasentladungslampe geschaltet ist, deren Heizwendeln er beheizt.
6. Ausgangs-Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet,  
daß jedem Heizübertrager (L4, L5) primärseitig je ein Strommeßglied (R10, R11) in Serie geschaltet ist, dessen jeweiliges Ausgangssignal ( $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ) der Steuer- und/oder Regeleinrichtung (17) zur Detektion der Heizwendelbeschaffenheit und zur Ableitung eines Fehlersignales hieraus zuführbar ist.
7. Ausgangs-Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 5, dadurch gekennzeichnet,  
daß dem Lampenstrom ( $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ) eine geringfügige Gleichstromkomponente überlagerbar ist, die kontinuierlich oder abhängig von der Helligkeit der Gasentladungslampe anwesend ist und bevorzugt etwa 1 % des Lampenstroms beträgt.
8. Ausgangs-Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet,  
daß eine Zenerdiode (V16, V17), die in Serie zu dem oder den Heizübertrager(n) (L4, L5) geschaltet ist, die Gleichstromkomponente im Lampenstrom bewirkt.

System

FIG. 1

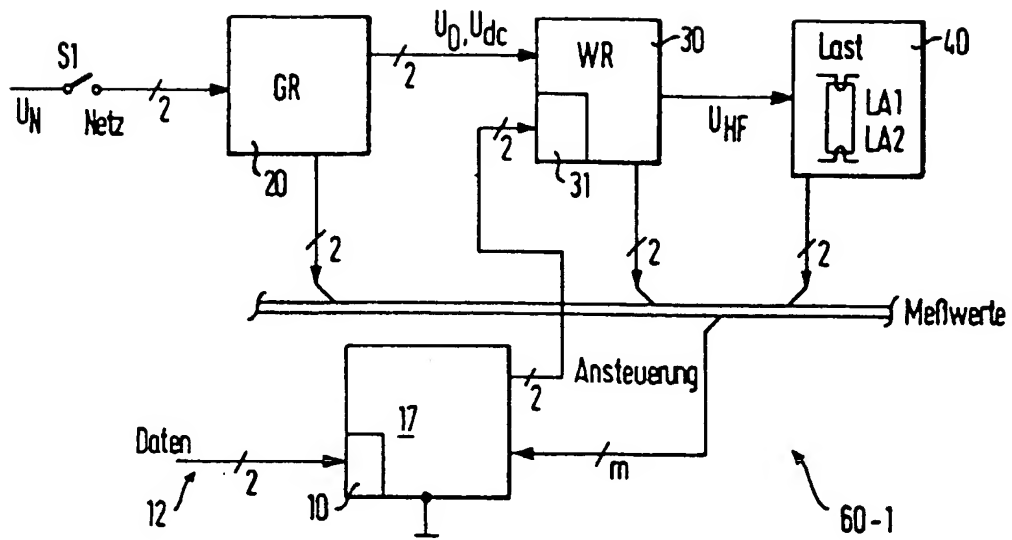
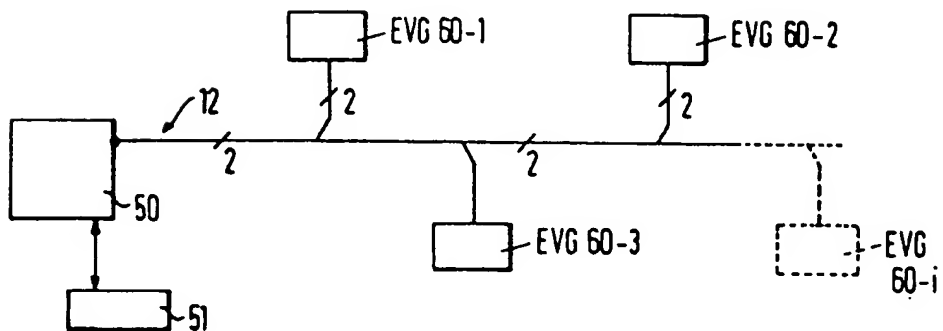
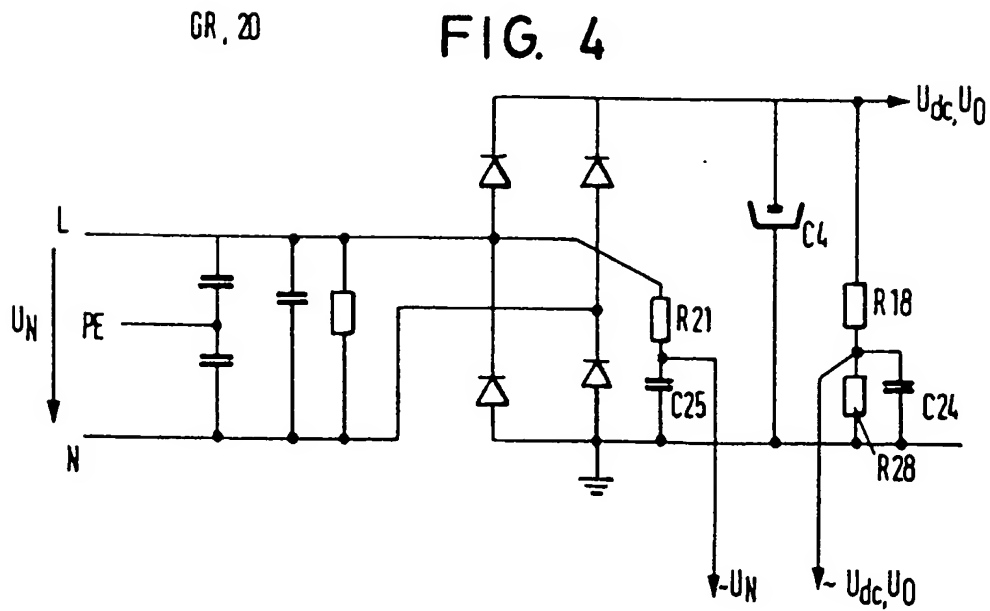
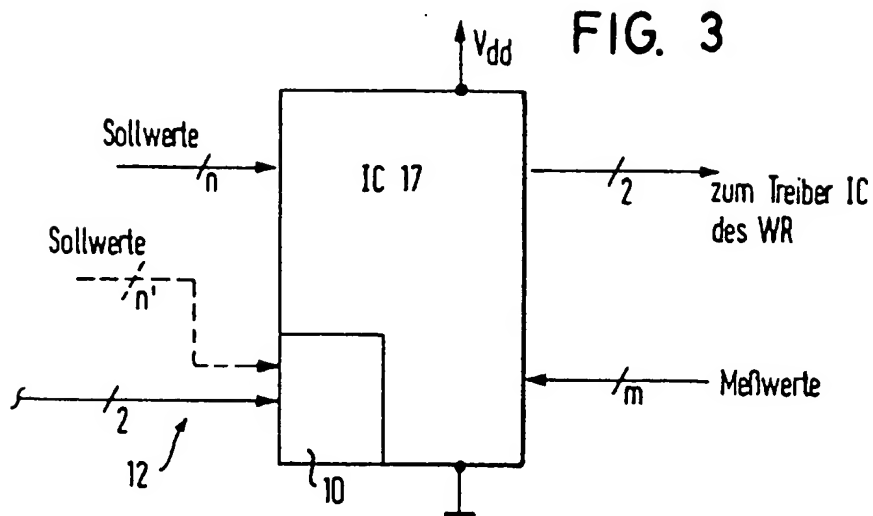
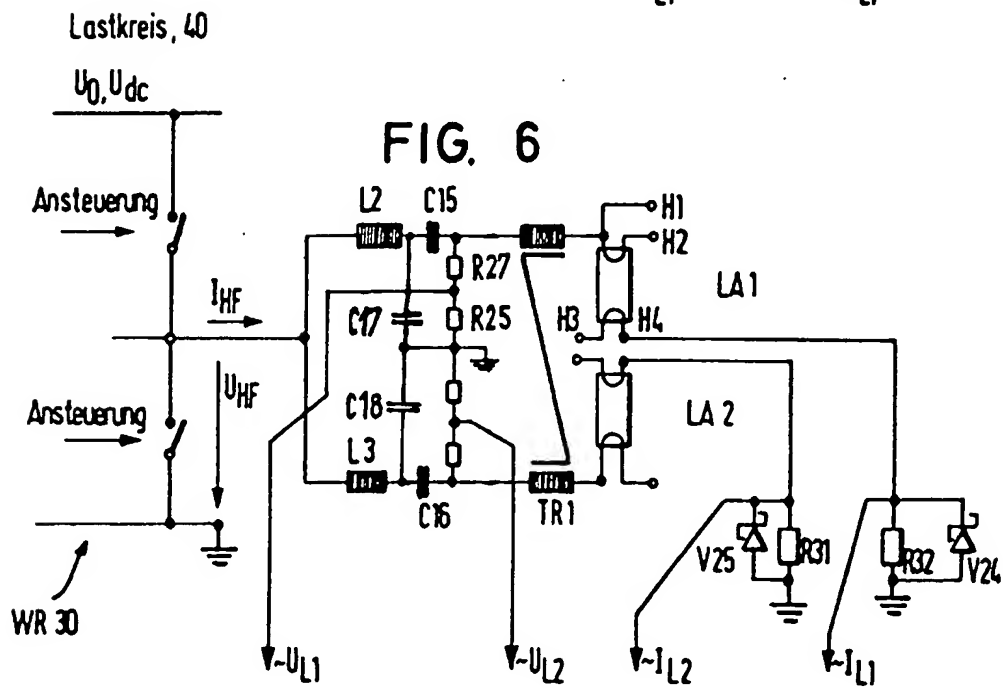
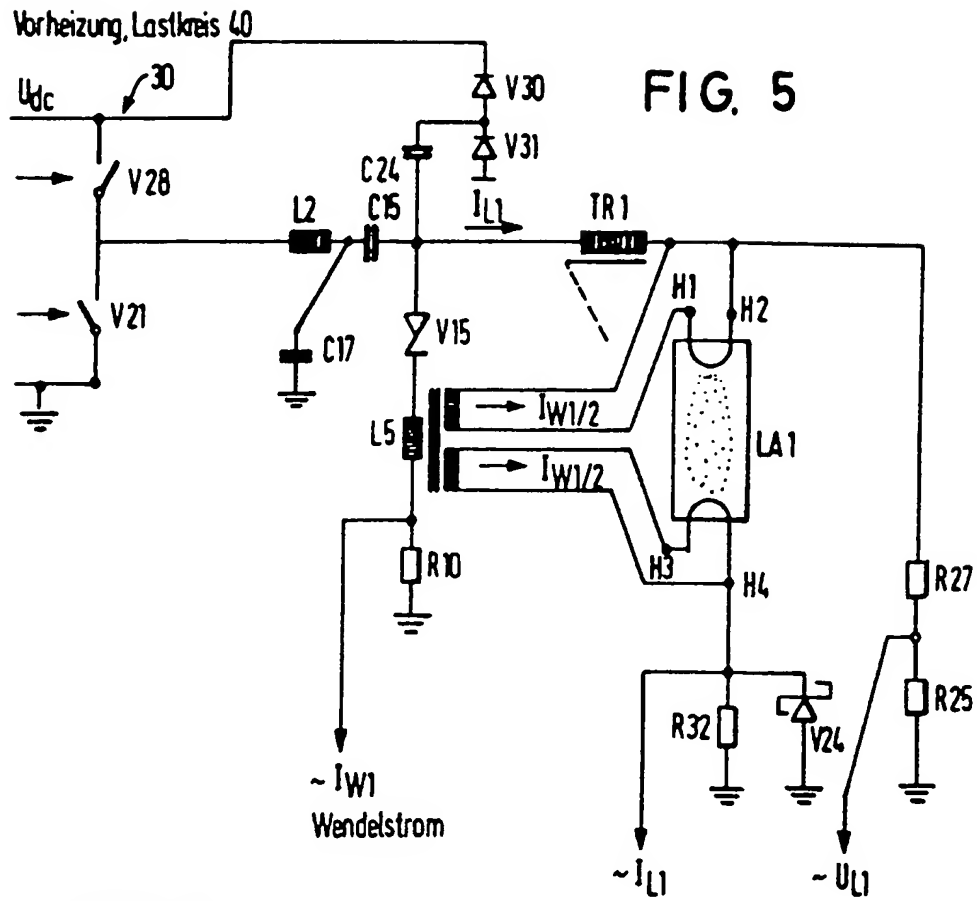


FIG. 2



Steuerung, Regelung, Überwachung . 17





WR, 30

FIG. 7

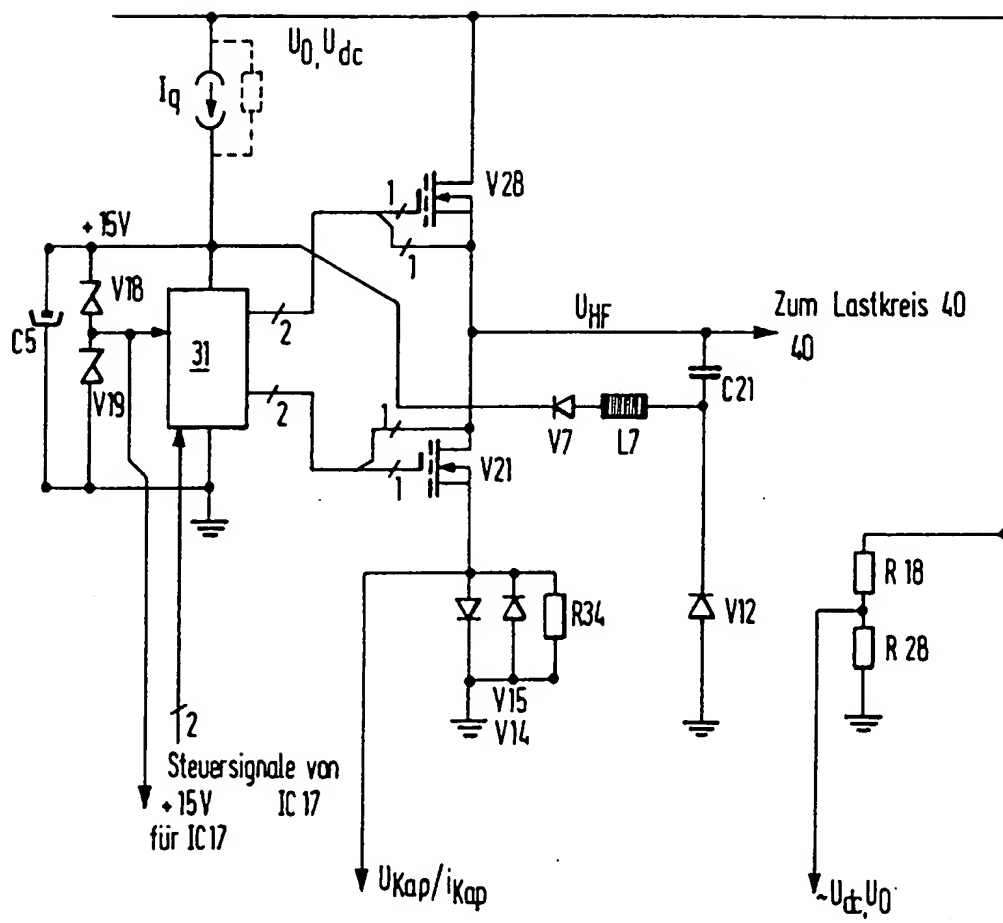


FIG. 8a

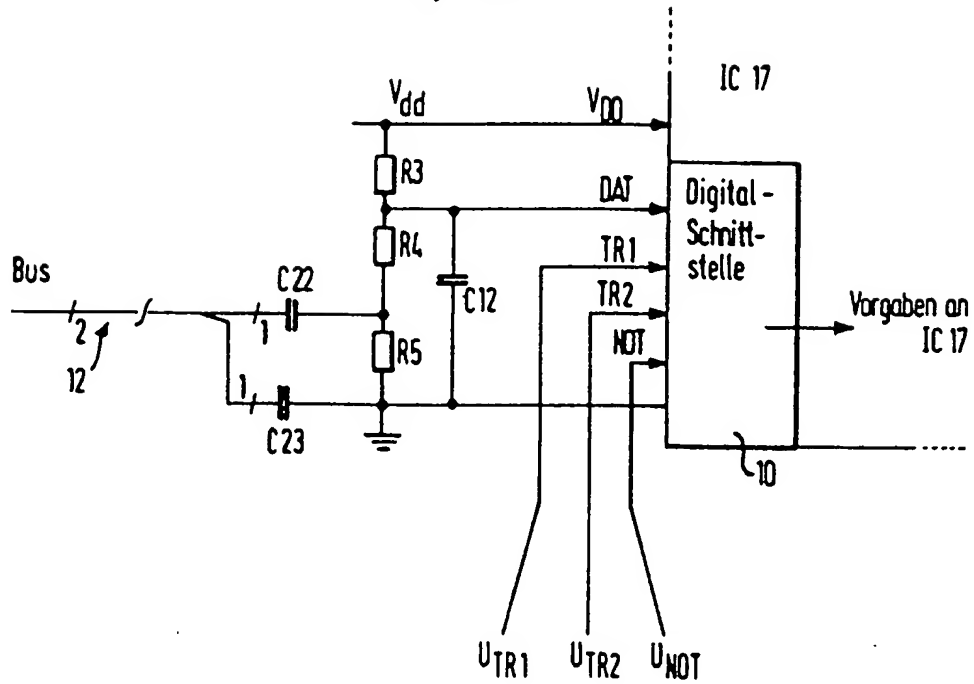


FIG. 8b

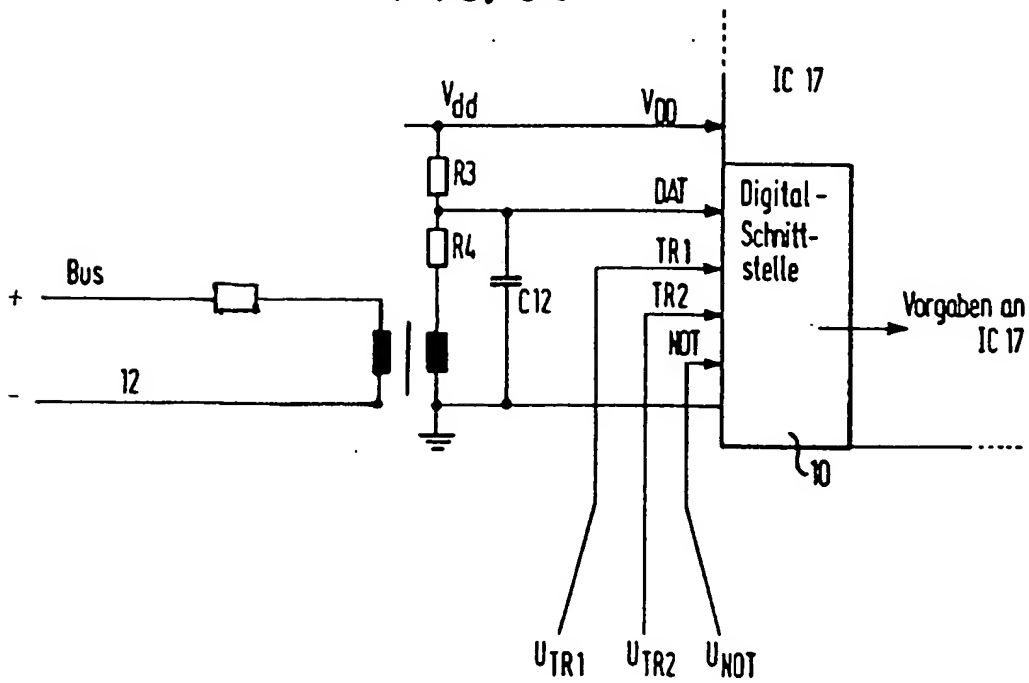


FIG. 8c

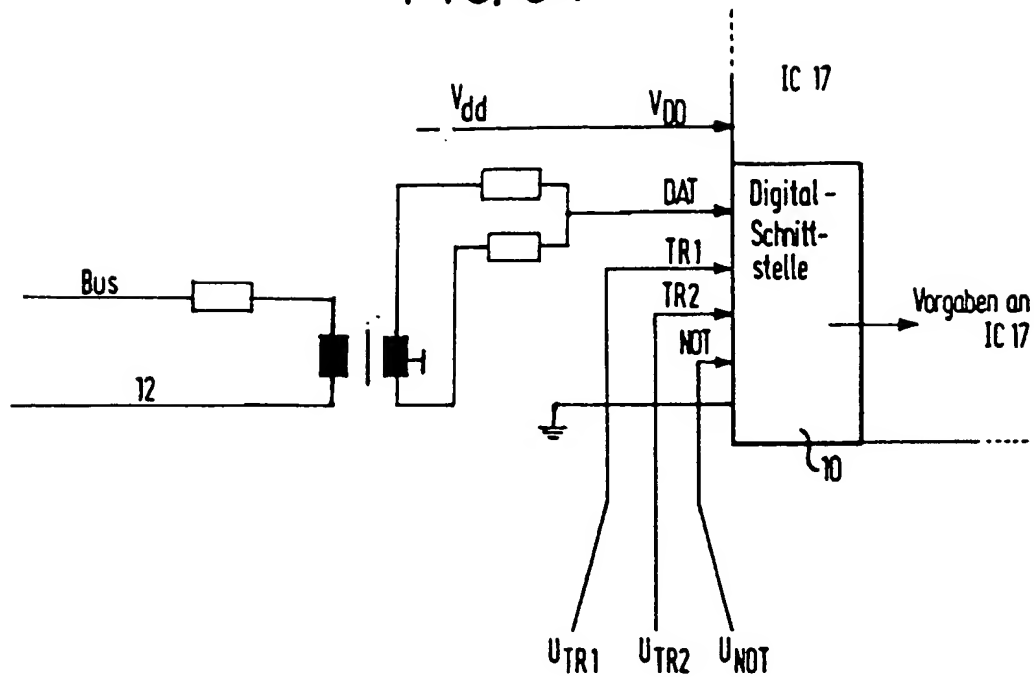


FIG. 9

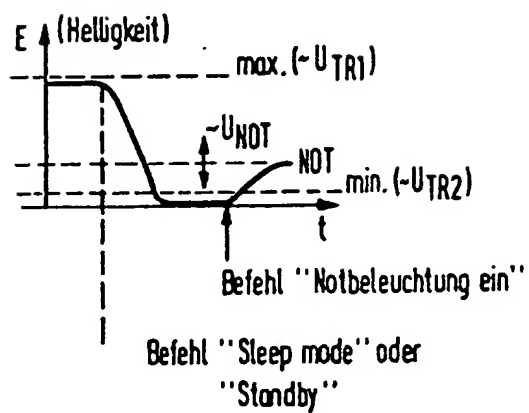
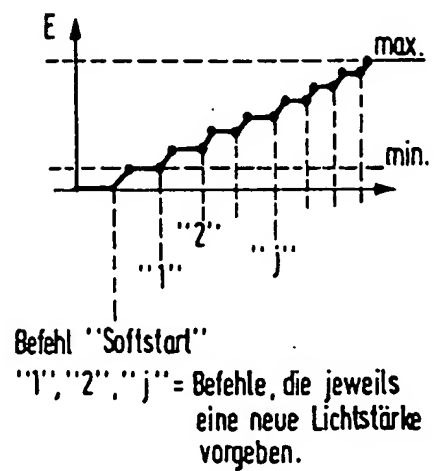


FIG. 10



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**